МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

Л. Н. БОЧАРОВ

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ



МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

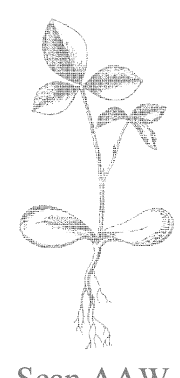
Выпуск 905

Л. Н. БОЧАРОВ

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ



«ЭНЕРГИЯ» ● МОСКВА 1976



6Ф0.32
Б86
УДК.621.382.323

Бочаров Л. Н.

Б86 Полевые транзисторы. М., «Энергия», 1976.

80 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 905).

В книге рассмотрены устройство, принцип действия, основные характеристики и параметры полевых транзисторов отечественного производства. Рассмотрены вопросы, связанные с работой этих приборов в различных радиоэлектронных схемах. В качестве справочного материала книга содержит усредненные статические характеристики основных типов отечественных полевых транзисторов, а также методику расчета различных электронных схем на полевых транзисторах с числовыми параметрами.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Б $\frac{30407\text{-}073}{051(01)\text{-}76}$ 335-75 6Ф0.32

ПРЕДИСЛОВИЕ

Полевые транзисторы, имеют ряд специфических особенностей по сравнению с обычными транзисторами и электронными лампами. Полевые транзисторы несомненно найдут самое широкое применение в различных радиолюбительских схемах. В предлагаемой книге в доступной для радиолюбителей форме изложены устройство, принцип действия, основные характеристики и параметры полевых транзисторов отечественного производства. В книге не рассматриваются вопросы использования полевых транзисторов в интегральных схемах, так как для радиолюбителей наибольший интерес представляют полевые транзисторы, выпускаемые в виде дискретных элементов. Разумеется, что в небольшом объеме книги невозможно строго и полно рассмотреть все аспекты теории и применения полевых транзисторов. Поэтому автор при изложении материала вполне сознательно допускает ряд упрощений и рассматривает только самые основные радиолюбительские схемы.

Книга рекомендуется подготовленным радиолюбителям, т. е. предполагается, что читатель уже знаком с элементарными основами радиоэлектроники и схемотехники. Так как полевой транзистор во многих отношениях является полупроводниковым аналогом пентода, методика расчета электронных схем на полевых транзисторах принципиально не отличается от известной методики расчета схем на электронных лампах. Поэтому основное внимание уделено объяснению физических процессов, характеристик и параметров полевых транзисторов, а графические построения и расчетные формулы заимствованы из методики расчета ламповых схем без их детального пояснения. Книга может оказаться полезной также для лиц, изучающих полупроводниковую электронику, например для студентов техникумов и вузов.

КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ФИЗИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Полупроводниковые вещества, используемые для создания транзисторов, имеют кристаллическую структуру. К таким веществам относятся четырехвалентные элементы: германий Ge кремний Si, селен Se и множество химических соединений типа A_{III}; B_{V}; A_{II}; B_{VI}, где римскими цифрами указаны валентности химических элементов, образующих сложные полупроводниковые соединения. Как известно, всякий кристалл характеризуется закономерным расположением взаимно связанных атомов, образующих так называемую кристаллическую решетку. На рис. 1 кристаллическая решетка четырехвалентного элемента, обладающего полупроводниковыми свойствами, изображена в виде плоской (двумерной) модели, в которой каждый атом соединяется четырьмя ковалентными связями с четырьмя ближайшими атомами. Стрелки, исходящие из каждого узла кристаллической решетки, символизируют собой валентные электроны, соединяющие соседние атомы. Таким образом, при образовании правильной кристаллической решетки четыре валентных электрона каждого атома участвуют в создании единой структуры ковалентных связей кристалла. Полупроводники, кристаллическая решетка которых не содержит атомов чужеродного вещества, нарушающих единую структуру валентных связей, называются *беспримесными или собственными полупроводниками.*

Для того чтобы в подобном кристалле мог протекать электрический ток, необходимо существование хотя бы некоторого количества «свободных» электронов. Отрыв валентного электрона связан с затратой определенной энергии, величина которой зависит от силы связи этого электрона с атомом. Для различных полупроводниковых веществ эта величина оказывается различной.

Освобождение валентных электронов от связи с атомами может происходить за счет тепла, воздействия сильного электрического поля, облучения и т. п. При температуре, отличной от абсолютного нуля, атомы кристалла совершают колебательные движения, что приводит к разрыву связей некоторых валентных электронов, которые таким образом превращаются в свободные электроны или *электроны проводимости.* Количество электронов проводимости в единице объема называют *концентрацией* и обозначают n. С увеличением температуры концентрация электронов проводимости в собственном полупроводнике возрастает примерно по экспоненциальному закону.

Конечная проводимость полупроводникового вещества связана не только с оторванными валентными электронами, но и с разрушенными валентными связями. Так, место оторванного валентного элект-

рона может занять валентный электрон соседнего атома, тогда нескомпенсированный положительный заряд (и недостающая валентная связь) переместится к соседнему атому. Таким образом, разрушенная валентная связь, перемещаясь от атома к атому, будет как бы переносить с собой положительный заряд, равный по модулю заряду электрона e (рис. 1). Подвижный положительный заряд, образующийся при отрыве от атома одного валентного электрона, получил название дырки. Дырку условно можно рассматривать как частицу, являющуюся подвижным носителем элементарного положительного заряда e.

Из сказанного следует, что электрон проводимости и дырка в кристалле собственного полупроводника появляются всегда вместе, поэтому

$$p = n = n_i, \tag{1}$$

где p — концентрация дырок; n — концентрация электронов проводимости; n_i — концентрация дырок или электронов проводимости в собственном полупроводнике (для кремния величина n_i равна $2 \cdot 10^{10}$ см$^{-3}$, для германия $2{,}5 \cdot 10^{13}$ см$^{-3}$ при $T = 300$ К).

Процесс образования в полупроводнике пар «электрон—дырка» называется *генерацией*. Если электрон проводимости и дырка образуются под действием теплового движения атома, то такой процесс называют *термогенерацией*.

В кристалле одновременно протекает и обратный процесс — *рекомбинация*, когда электрон проводимости, встречаясь с дыркой, восстанавливает разрушенную валентную связь. При этом происходит взаимное уничтожение дырки и электрона проводимости, который снова становится валентным. В стационарном состоянии оба процесса уравновешиваются.

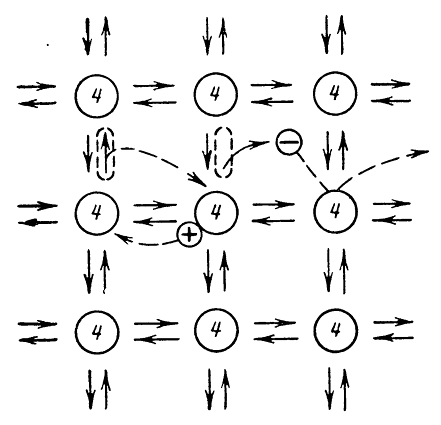


Рис. 1. Схематическое изображение кристаллической решетки четырехвалентного элемента.

Таким образом, возникнув в процессе генерации, каждый из подвижных носителей существует («живет») в кристалле в течение некоторого промежутка времени. Среднее значение этого промежутка времени называется *временем жизни носителей* и обозначается для дырок τ_p, а для электронов τ_n. Оно определяется вероятностью встречи данного носителя с носителем противоположного знака. Для собственного полупроводника очевидно, что $\tau_p = \tau_n$.

В собственном полупроводнике при комнатной температуре под действием тепла создается и поддерживается относительно невысокая концентрация электронов проводимости и дырок, поэтому *собст-*

венная проводимость кристалла при указанном условии мала. Она примерно соответствует проводимости диэлектрика.

Введением в кристалл полупроводника соответствующей примеси (легированием) можно резко увеличить его проводимость. Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например, мышьяк, фосфор, сурьму и т. д., то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в узлах кристаллической решетки, заполняют (насыщают) четыре валентные связи соседних атомов, пятый же валентный электрон, являясь лишним в единой структуре валентных связей кристалла, оказывается относительно слабо связанным с соответствующим узлом (рис. 2). Поэтому под действием даже незначительного теплового колебания атома этот электрон отрывается от него и становится электроном проводимости. При этом оставшийся в узле пятивалентный атом превращается в положительно заряженный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними узлами не может свободно перемещаться по кристаллу и быть переносчиком электрического заряда. Однако в целом кристалл остается нейтральным, так как положительные заряды ионов полностью уравновешиваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

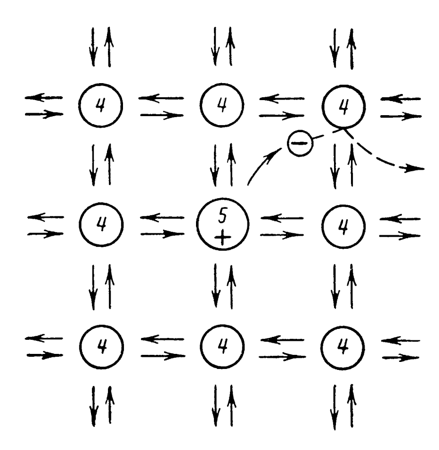


Рис. 2. Схема образования электронной примесной проводимости кристалла.

При такой примеси, получившей название *донорной*, концентрация электронов проводимости в кристалле резко возрастает и его проводимость приобретает отчетливо выраженный электронный характер (проводимость n-типа). Так как уже при температуре 200 К (—73° С) почти все примесные атомы освобождаются от лишнего валентного электрона, при обычных температурных условиях и равновесном состоянии полупроводника можно считать, что

$$N_d \approx n_n \gg n_i, \qquad (2)$$

где $N_d = 10^{14} \div 10^{19}$ см$^{-3}$ — концентрация донорной примеси; n_n — концентрация электронов проводимости в полупроводнике n-типа.

Следовательно, в полупроводнике n-типа *основными носителями* электрических зарядов, создающими электрический ток в кристалле, будут электроны проводимости при очень малом количестве *неосновных носителей* — дырок, возникающих вследствие обычного процесса термогенерации. Так как дырки в данном типе полупроводника находятся в окружении большого количества электронов проводимости их время жизни, а соответственно и концентрация оказываются много меньше, чем у собственного полупроводника, т. е. $p_n \ll n_i$, где

p_n — концентрация дырок в полупроводнике n-типа. Установлено, что для каждого типа кристалла, находящегося в равновесном состоянии независимо от дозы примеси, произведение

$$n_n p_n = n_i^2 = \text{const} \qquad (3)$$

является величиной постоянной (при $T = \text{const}$ и других одинаковых условиях).

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например индий, галлий, алюминий, бор и т. д., то трехвалентный атом, располагаясь в узле кристаллической решетки, сможет заполнить лишь три валентные связи соседних атомов (рис. 3). Отсутствующая четвертая валентная связь у трехвалентного атома является «потенциальной дыркой». Четвертый (дополнительный) валентный электрон относительно легко может быть захвачен этим узлом у соседнего атома. Трехвалентный атом, захвативший лишний (четвертый) валентный электрон, превращается в неподвижный отрицательно заряженный ион, а у соседнего атома, потерявшего валентный электрон, возникает дырка. В дальнейшем эта дырка под действием тепла, перемещаясь от узла к узлу, начинает хаотически блуждать по всему кристаллу.

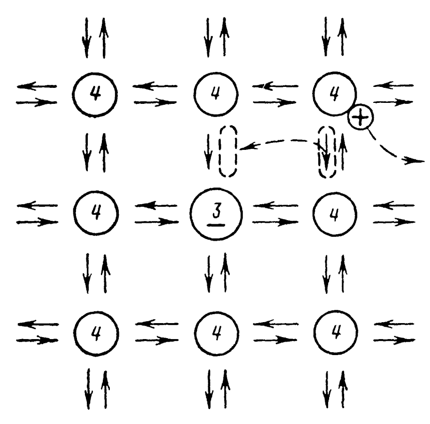


Рис. 3. Схема образования дырочной примесной проводимости кристалла.

При такой примеси, получившей название *акцепторной*, концентрация дырок в кристалле резко возрастает и его проводимость приобретает отчетливо выраженный дырочный характер (проводимость p-типа). При обычных температурных условиях ($t° > -73°$ C) почти все примесные атомы ионизируются, поэтому можно считать, что

$$N_a \approx p_p \gg n_i, \qquad (4)$$

где $N_a = 10^{14} \div 10^{19}$ см$^{-3}$ — концентрация акцепторной примеси в полупроводнике; p_p — концентрация дырок в полупроводнике p-типа.

В данном случае основными носителями являются дырки, а неосновными — электроны проводимости, возникающие вследствие обычного процесса термогенерации. Их концентрация оказывается ничтожно малой $n_p \ll n_i$. При этом в равновесном состоянии выполняется соотношение аналогичное равенству (3)

$$p_p n_p = n_i^2 = \text{const}. \qquad (5)$$

Проводимость кристалла, обусловленная примесями, получила название *примесной проводимости.*

Под действием электрического поля E в кристалле появляется упорядоченное движение (*дрейф*) электронов проводимости и дырок, т. е. возникает электрический ток, называемый *током проводимости.* Согласно сказанному этот ток будет иметь электронную I_n и дырочную I_p составляющие

$$I = I_n + I_p. \qquad (6)$$

Подвижные носители зарядов (электроны проводимости и дырки) дрейфуют с некоторой постоянной средней скоростью. Так, электрон проводимости ускоряется электрическим полем до столкновения с атомом в узле кристаллической решетки, после чего он вновь ускоряется на длине свободного пробега до следующего столкновения и т. д. В результате упорядоченное перемещение электронов проводимости в полупроводнике происходит с некоторой постоянной средней скоростью v_n, которая при относительно слабых электрических полях прямо пропорциональна напряженности электрического поля

$$v_n = \mu_n E, \qquad (7)$$

где μ_n — коэффициент пропорциональности, называемый *подвижностью электронов.* Он численно равен средней скорости, приобретаемой электронами проводимости в кристалле при напряженности электрического поля $E = 1$ В/см.

Для германия при комнатной температуре ($T = 293$ К; $t° = 20°$ С) и указанных условиях $\mu_n = 3900$ см^2/(В·с); для кремния $\mu_n = 1350$ см^2/(В·с). Однако при очень больших напряженностях электрического поля, превышающих определенное критическое значение $E > E_{крn}$, увеличение скорости дрейфа электронов сначала замедляется, а затем при $E \geqslant (4 \div 5)\ E_{крn}$ практически полностью прекращается, в результате чего дрейфовая скорость ограничивается некоторой предельной величиной $v_{n\ макс}$. Насыщение скорости дрейфа электронов проводимости связано с повышением их температуры под воздействием сильного электрического поля. Интенсивность соударений «горячих» электронов с узлами кристаллической решетки увеличивается пропорционально повышению температуры электронного газа, что и поясняет (в упрощенной форме) ограничение величины скорости дрейфа. На рис. 4 приведена примерная зависимость $v_n = \varphi(E)$ для кремния n-типа. Для германия $E_{крn} = 0{,}9$ кВ/см; $v_{n\ макс} = 6{,}5 \cdot 10^6$ см/с и для кремния $E_{крn} = 2{,}5$ кВ/см; $v_{n\ макс} = 8{,}5 \cdot 10^6$ см/с.

Аналогичные процессы происходят и при дрейфе дырок. Так как перемещение дырок является несколько более сложным процессом в сравнении с механизмом перемещения электронов проводимости, подвижность дырок при прочих равных условиях оказывается меньше подвижности электронов и составляет для германия $\mu_p = 1900$ см^2/(В·с); для кремния $\mu_p = 430$ см^2/(В·с). Соответственно для германия $E_{кр\ p} = 1{,}4$ кВ/см; $v_{p\ макс} = 6{,}0 \cdot 10^6$ см/с и для кремния $E_{кр\ p} = 7{,}5$ кВ/см; $v_{p\ макс} = 5{,}0 \cdot 10^6$ см/с.

Проводимость полупроводникового стержня, заключенного между омическими (невыпрямляющими) контактами, с размерами, указанными на рис. 5, оказывается равной

$$G_n = \frac{I}{U} = \frac{sj}{lE} = \frac{hb\,(j_n + j_p)}{lE} = \frac{hb}{lE}\,(en_n v_n + ep_n v_p),$$

где $j_n = en_n v_n$ и $j_p = ep_n v_p$ — соответственно плотность электронного и дырочного токов полупроводника n-типа.

Так как в полупроводнике n-типа концентрация дырок p_n ничтожно мала в сравнении с концентрацией электронов проводимости n_n, то дырочной составляющей тока можно пренебречь, поэтому

$$G_n \approx \frac{hb}{lE}\,en_n v_n \approx \frac{hb}{lE}\,eN_d \mu_n E \approx \frac{hb}{l} g_n, \tag{8}$$

где $g_n = en_n\mu_n \approx eN_d\mu_n$ — *удельная проводимость* примесного полупроводника n-типа с концентрацией донорной примеси N_d.

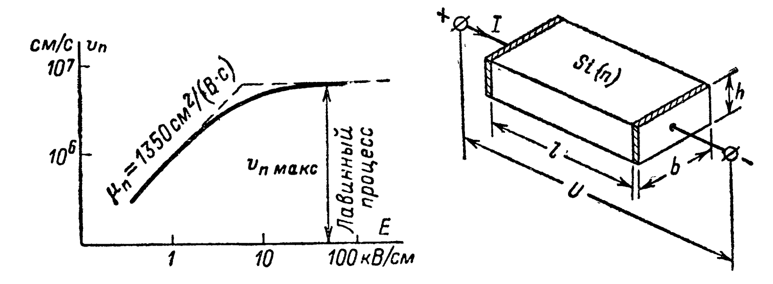


Рис. 4. Зависимость скорости дрейфа электронов проводимости от напряженности электрического поля для кремния.

Рис. 5. Полупроводниковый стержень.

Так как при $E \geqslant (4 \div 5)E_{крn}$ скорость дрейфа электронов проводимости становится практически постоянной $v_{n\,макс} \approx 8{,}5\cdot 10^6$ см/с, то и плотность электронного тока, достигнув значения насыщения, не может превысить величины $j_{n\,макс} = en_n v_{n\,макс}$.

При этом удельная проводимость полупроводникового стержня

$$g_n = en_n \mu_n \approx eN_d v_{n\,\text{макс}}/E \tag{9}$$

начинает изменяться обратно пропорционально напряженности электрического поля.

Переход к насыщенному состоянию осуществляется не скачком, а постепенно. Но это не имеет принципиального значения, поэтому в дальнейшем будет использоваться характеристика, показанная на рис. 4 штриховой линией. При $E > 60$ кВ/см наступает электрический пробой полупроводникового вещества, сопровождающийся ударной ионизацией атомов подвижными носителями, которые под действием сильного электрического поля между очередными столкновениями приобретают кинетическую энергию, достаточную для отрыва ва-

лентных электронов. Это приводит к лавинному умножению числа подвижных носителей и соответственно к резкому увеличению проводимости полупроводникового вещества.

Условием возникновения ударной ионизации является неравенство $w = l_{cp}Ee \geqslant W$, эВ, где W, — энергия ионизации атомов кристалла, т. е. работа, связанная с удалением валентного электрона с внешней орбиты; w, — энергия, которую приобретает подвижный носитель электрического заряда перед очередным соударением, $l_{ср}$ — усредненная длина свободного пробега.

В настоящее время для изготовления полевых транзисторов используется кремний. Для атомов кремния энергия ионизации $W = 5{,}15$ эВ.

КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Рассмотрим контактные явления на границе двух полупроводниковых сред с различным типом проводимости при условии $p_p \gg n_n$.

На рис. 6, *а* условно показан кристалл, в котором левая часть объема имеет дырочную, а правая — электронную проводимость с очень резким (идеальным) переходом от одного типа проводимости к другому. В приконтактных областях происходит диффузионное выравнивание концентрации подвижных носителей зарядов. Дырки диффундируют из *р*-области, где их много, в *n*-область, где их относительно мало, а электроны проводимости, наоборот, из *n*-области диффундируют в *р*-область. Таким образом, через границу раздела полупроводниковых сред течет ток диффузии $I_{диф} = I_{диф\ n} + I_{диф\ p}$, направление которого совпадает с направлением диффузии дырок. Если бы дырки и электроны проводимости были нейтральными частицами, то диффузия в конечном итоге привела бы к полному выравниванию концентрации дырок и соответственно концентрации электронов проводимости по всему объему кристалла. Но дырки и электроны несут противоположные заряды. Поэтому вызванное диффузией перераспределение зарядов приводит к образованию в граничной области *контактного напряжения* $U_{кон} = 0{,}4—0{,}7$ В (рис. 6, *б*). При этом область *р*, теряющая дырки и приобретающая электроны, заряжается отрицательно, а область *n*, теряющая электроны и приобретающая дырки, заряжается положительно (рис. 6, *а*). Возникшее контактное напряжение, являясь потенциальным барьером для основных носителей, затрудняет их диффузию и предотвращает выравнивание концентрации дырок и электронов проводимости по объему кристалла. Одновременно с этим контактное напряжение создает благоприятные условия для перехода из одной области в другую неосновных носителей. Так, некоторые электроны проводимости в *р*-области, совершая беспорядочное тепловое движение, подходят к граничной области, где их захватывает электрическое поле, и они переходят в *n*-область. То же самое происходит с дырками *n*-области, которые, совершая тепловое движение, захватываются полем и переходят в *р*-область (рис. 6, *а*).

Ток, создаваемый неосновными носителями, называют *дрейфовым* или *тепловым током*. Он, как и диффузионный ток, имеет электронную и дырочную составляющие $I_0 = I_{0n} + I_{0p}$. Так как концентрация неосновных носителей относительно мала, то и ток, образуемый их перемещением, относительно невелик. Кроме этого, тепловой

ток не зависит от величины контактного напряжения, т. е. является *током насыщения неосновных носителей.* По своему направлению он противоположен току диффузии, поэтому в общем случае $I = I_{диф} - I_0$.

В динамическом равновесии контактное напряжение затрудняет диффузию основных носителей настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютной величине тепловому току $I_{диф} = I_0$. При этом $I = I_{диф} - I_0 = 0$.

Основные носители при встречной диффузии усиленно рекомбинируют вблизи границы соприкосновения сред с различным типом проводимостей. Это приводит к образованию в месте контакта некоторого слоя, обедненного подвижными носителями, который обладает относительно малой удельной проводимостью (как беспримесный полупроводник) и поэтому называется *запирающим слоем.* На рис. 6, *в* показано распределение концентрации подвижных носителей вдоль структуры кристалла. Усиленная взаимная рекомбинация подвижных носителей в запирающем слое приводит к «оголению» ионизированных атомов примеси и образованию так называемой *области пространственного заряда,* которая совпадает с запирающим слоем. Знаком «+» на рис. 6, *а* помечен положительный пространственный заряд ионизированных доноров, а знаком «—» отрицательный пространственный заряд ионизированных акцепторов. Запирающий слой, образующийся на границе двух полупроводниковых сред с различным типом проводимости, называют *электронно-дырочным переходом* или сокращенно *p-n переходом.*

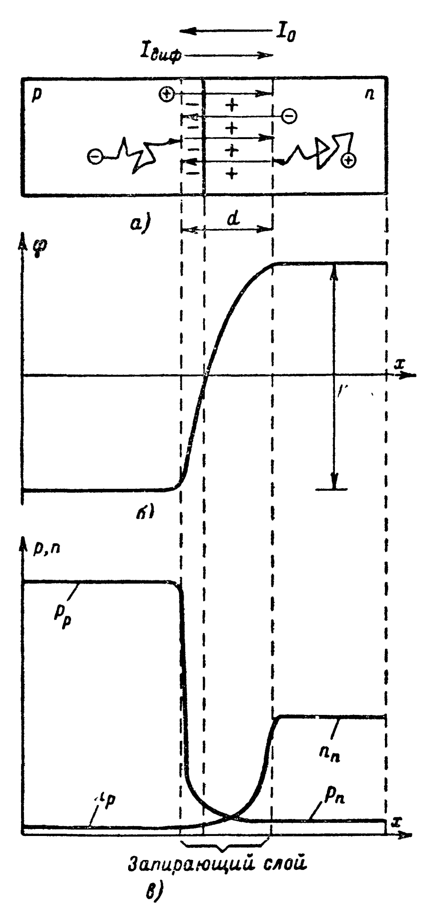


Рис. 6. Переход типа *p-n* без внешнего напряжения.

При прочих равных условиях, средняя глубина проникновения дырок, диффундирующих в *n*-область, тем больше, чем меньше там концентрация электронов проводимости и наоборот. Это объясняется бо́льшим или соответственно меньшим временем жизни дырок в этой области. То же самое утверждение справедливо и

для средней глубины проникновения электронов проводимости, диффундирующих в p-область.

Толщина запирающего слоя (толщина p-n перехода) зависит от концентрации примесей в p и n областях и определяется выражением

$$d = d_p + d_n \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon U_{\text{кон}}}{e}\left(\frac{1}{N_d} + \frac{1}{N_{\text{а}}}\right)}, \tag{10}$$

где d_p — толщина, занимаемая слоем в p-области; d_n — толщина, занимаемая слоем в n-области; ε_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума; ε — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла; e — элементарный заряд; $N_d \approx n_n$, $N_{\text{а}} \approx p_p$ — концентрация донорной и акцепторной примеси.

При несимметричном p-n переходе, когда концентрация примеси в одной из областей на 2—3 порядка больше, чем в другой, например $N_{\text{а}} \approx p_p \gg N_d \approx n_n$

$$d \approx d_n \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon U_{\text{кон}}}{eN_d}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon \mu_n U_{\text{кон}}}{g_n}} = \sqrt{a_n U_{\text{кон}}}, \tag{11}$$

запирающий слой практически сосредоточивается в области с малой концентрацией примеси. Отношение $2\varepsilon_0\varepsilon/(eN_d) = 2\varepsilon_0\varepsilon\mu_n/g_n$ обозначено через a_n.

Запирающий слой, обладающий диэлектрическими свойствами, расположенный между областями с относительно высокой проводимостью, образует некоторую емкость, называемую *барьерной* или *зарядной*, которая может быть определена как емкость плоского конденсатора

$$C_{\text{бар}} = \varepsilon_0 \varepsilon s/d, \ \Phi, \tag{12}$$

где s — площадь p-n перехода, м^2; d — его толщина, м.

Если к p-n переходу подвести внешнее напряжение U, совпадающее с полярностью контактного напряжения, то это приведет к увеличению напряженности электрического поля в запирающем слое и к увеличению выделяющегося на нем напряжения $U' = U_{\text{кон}} + |U|$ (рис. 7). При этом диффузия основных носителей затрудняется настолько, что ток диффузии $I_{\text{диф}}$ практически обращается в нуль и результирующий ток p-n перехода $I = I_{\text{диф}} - I_0 \approx -I_0 \approx \text{const}$ оказывается примерно равным току насыщения неосновных носителей. Кроме этого, под действием внешнего напряжения U от p-n перехода оттягиваются основные носители, что приводит к некоторому снижению их концентрации в приконтактных областях и толщина запирающего слоя увеличивается. При несимметричном переходе увеличение толщины запирающего слоя произойдет в основном за счет области с меньшей концентрацией примеси (рис. 7), т. е.

$$d' \approx d_n' \approx \sqrt{a_n(U_{\text{кон}} + |U|)}, \tag{13}$$

где $a_n = 2\varepsilon_0\varepsilon\mu_n/g_n$.

В дальнейшем напряжения такого направления будут считаться обратными, а сам p-n переход — обратно включенным.

Если к *p-n* переходу подвести прямое напряжение U, то это приведет к уменьшению общего напряжения на прямо включенном *p-n* переходе $U' = U_{кон} - U$ и к уменьшению толщины запирающего слоя. Снижение потенциального барьера облегчает диффузию основных носителей, и ток диффузии увеличивается.

Установлено, что ток диффузии изменяется по экспоненциальному закону в зависимости от U

$$I_{диф} = I_0 \exp\left[\frac{eU}{kT}\right] \approx I_0 \exp[39U], \qquad (14)$$

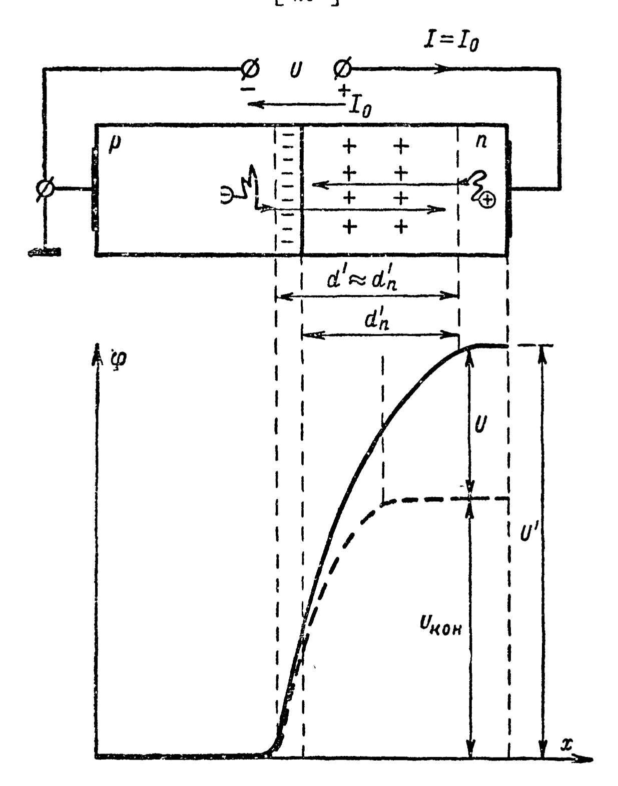


Рис. 7. Обратное включение *p-n* перехода.

где $e/(kT) \approx 39$ (при комнатной температуре); $\exp[39U] = e^{39U}$ — обозначение экспоненциальной зависимости; U — внешнее напряжение, В. (Если напряжение прямое, то $U > 0$, если обратное, то $U < 0$).

Следовательно, общий ток *p-n* перехода оказывается равным

$$I = I_{диф} - I_0 = I_0 \{\exp[39U] - 1\}. \qquad (15)$$

Из этой формулы следует, что *p-n* переход представляет собой выпрямляющий контакт, обладающий резко выраженной односторонней проводимостью. Если обратное напряжение *p-n* перехода достигает величины, при которой напряженность электрического поля в запирающем слое окажется раной $E \approx 60$ кВ/см, то в нем возник-

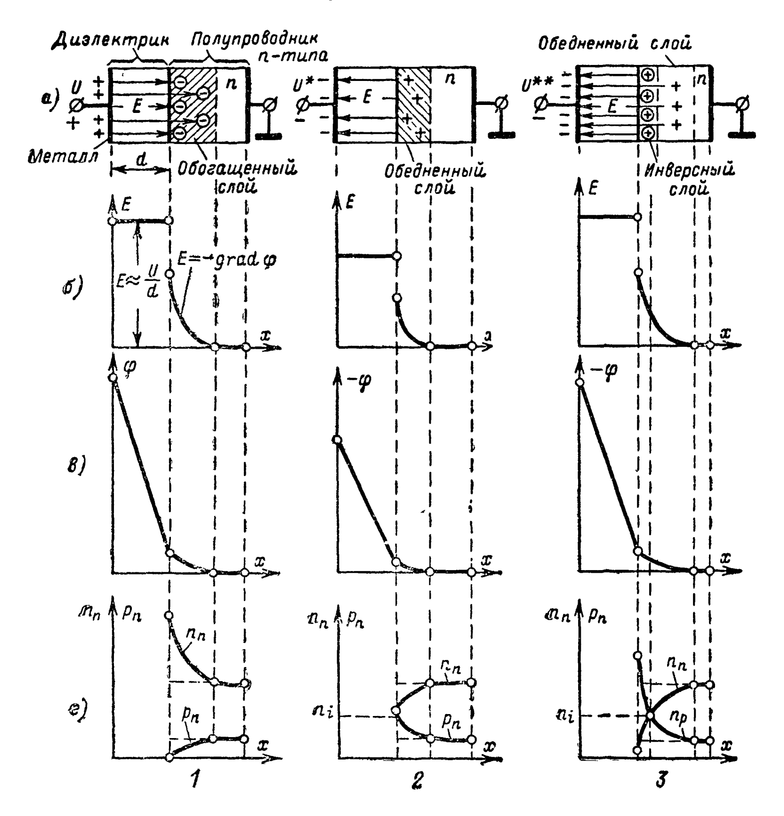


Рис. 8. Воздействие электрического поля на полупроводник *n*-типа.

1 — образование обогащенного слоя; *2* — образование обедненного слоя; *3* — образование инверсного слоя.

нет лавинный пробой и обратный ток *p-n* перехода резко возрастает. Свойства *p-n* перехода широко используются в полупроводниковой электронике. На их основе создают самые различные полупроводниковые приборы, в том числе и некоторые типы полевых транзисторов.

Проанализируем явления, возникающие в поверхностном слое полупроводника *n*-типа при воздействии на него электрического поля. Воспользуемся моделью, представленной на рис. 8-1, *а*, состоящей

из металлической и полупроводниковой пластин, разделенных слоем идеального диэлектрика толщиной d.

При указанной на рис. 8, *а* (случай *1*) полярности источника металлическая пластина заряжается положительно, а полупроводник — отрицательно. Положительные заряды сосредоточиваются на поверхности металла, а отрицательные распределяются в поверхностном слое полупроводника. Электрическое поле, однородное в объеме диэлектрика, внутри полупроводника (в направлении нормальном к его поверхности) довольно быстро, примерно по экспоненциальному закону, убывает до нуля (рис. 8, *б*, случай *1*). На рис. 8, *в* (случай *1*) показано распределение потенциала вдоль структуры диэлектрик—полупроводник для данного напряжения. В полупроводнике диаграмма распределения потенциала также убывает по экспоненциальному закону (так как $E = -\text{grad}\ \varphi$), поэтому и плотность индуцированного отрицательного заряда в поверхностном слое полупроводника также будет распределена по экспоненте. Накопление отрицательного заряда в поверхностном слое полупроводника происходит за счет притягивания к нему основных носителей (электронов проводимости), а также за счет отталкивания неосновных носителей (дырок) (рис. 8, *г*, случай *1*), концентрация которых в поверхностном слое убывает в соответствии с равенством (3). Если в поверхностном слое создан избыток основных носителей, то говорят об образовании *обогащенного слоя*, проводимость которого увеличивается.

На рис. 8 (случай *2*) рассмотрено воздействие на ту же модель некоторого отрицательного напряжения U^*. При этом в поверхностном слое полупроводника индуцируется распределенный положительный заряд. Накопление положительного заряда в слое происходит за счет притягивания к нему неосновных носителей заряда (дырок) и отталкивания основных носителей заряда (электронов проводимости). Уменьшение концентрации основных носителей приводит к снижению проводимости поверхностного слоя и образованию около поверхности так называемого *обедненного слоя*.

При увеличении отрицательного напряжения $|U^{**}| > |U^*|$ (рис. 8, *а*, случай *3*) распределенный положительный заряд в поверхностном слое полупроводника увеличивается. Это происходит за счет увеличения концентрации неосновных носителей (дырок) и уменьшения концентрации основных носителей (электронов проводимости), концентрация которых при определенной величине U^{**} может стать меньше концентрации неосновных носителей (дырок). При этом в поверхностном слое полупроводника происходит смена типа проводимости (рис. 8, *г*, случай *3*). В этом случае говорят об образовании *инверсного слоя*, удельная проводимость и толщина которого возрастают с увеличением отрицательного напряжения U^{**}.

Удельная проводимость инверсного слоя в направлении x быстро убывает до величины, равной собственной проводимости кристалла. За инверсным слоем следует обедненный слой, удельная проводимость которого постепенно возрастает от собственной проводимости кристалла до проводимости полупроводника n-типа. Таким образом, возникший низкоомный инверсный слой с одной стороны ограничивается диэлектриком, а с другой — высокоомным слоем собственного полупроводника (слой, в котором $n_n \approx p_n \approx n_i$). Обедненный слой, изолирующий дырочный инверсный слой от электронного полупроводника (подложки), можно рассматривать как запирающий слой p-n перехода, который возникает на границе двух полупроводниковых сред с различным типом проводимости.

Все сказанное относительно полупроводника n-типа в полной мере справедливо и для полупроводника p-типа.

В модели, представленной на рис. 8, не учитывались контактные явления на границе разнородных материалов, составляющих структуру диэлектрик — полупроводник.

В реальной структуре диэлектрик — полупроводник в диэлектрике на границе раздела с полупроводником возникает положительный заряд, так называемых поверхностных состояний $+Q_{п.с}$, образуемый ионизированными атомами диэлектрика, лишенными одного или нескольких валентных электронов (рис. 9, *а*). Эти электроны перехо-

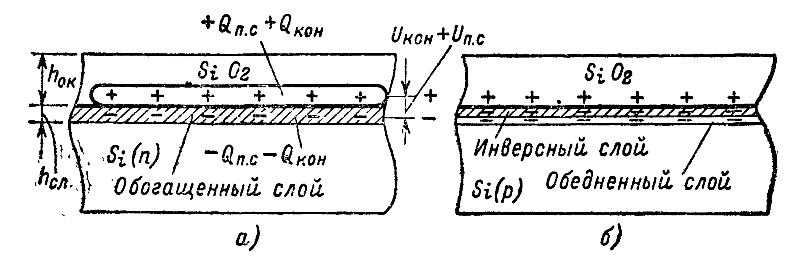


Рис. 9. Контактные явления на границе диэлектрика с полупроводником n-типа (*а*) и p-типа (*б*).

дят в поверхностный слой полупроводника, создавая там индуцированный заряд электронов проводимости, равный $-Q_{п.с}$. При создании полевых транзисторов в качестве диэлектрика обычно используется двуокись кремния SiO_2, а в качестве полупроводника — кремний Si n- или p-типа. Влияние поверхностных состояний в структуре SiO_2—Si приводит к образованию в месте контакта некоторой разности потенциалов $U_{п.с}=1\div2$ В.

Дополнительное увеличение зарядов в приконтактных областях возникает также вследствие разности работ (потенциалов) выхода электронов для диэлектрика и полупроводника. Так, для двуокиси кремния потенциал выхода электрона составляет $\varphi_{SiO_2}\approx4{,}4$ В, а для кремния при слабом легировании $\varphi_{Si(n)}\approx\varphi_{Si(p)}\approx\varphi_{Si}\approx$ $\approx4{,}8$ В. Это означает, что электроны легче покидают двуокись кремния, чем слаболегированный кремний, т. е. SiO_2 является электроположительным материалом по отношению к Si. В результате происходит дополнительный переход части валентных электронов из диэлектрика в поверхностный слой полупроводника, который таким образом приобретает дополнительный отрицательный заряд — $Q_{кон}$, обусловливающий контактную разность потенциалов $U_{кон}=\varphi_{Si}-$ $-\varphi_{SiO_2}\approx0{,}4$ В. Следовательно, общее контактное напряжение между диэлектриком и полупроводником оказывается примерно равным $U_{кон}+U_{п.с}=(1\div2)+0{,}4=1{,}4\div2{,}4$ В (среднее значение $\approx1{,}9$ В).

При контакте диэлектрика с полупроводником p-типа индуцируемый в нем отрицательный заряд — $Q_{п.с}$—$Q_{кон}$ обычно приводит к образованию не только обедненного, но даже и инверсного поверхностного слоя (рис. 9, *б*).

Ранее упоминался термин омический (невыпрямляющий) контакт. Такие контакты обеспечивают примерно одинаковую и относительно большую проводимость электрического тока в обоих направлениях. В полупроводниковой электронике с помощью омических контактов осуществляют выводы от полупроводников и созданных на их основе полупроводниковых структур, например от *р*- и *n*-областей *р-n* перехода (см. рис. 7).

На рис. 10, *а* показан омический контакт, образованный металлом *m* с электронным типом полупроводника *n*. Для получения такого контакта металл должен быть электроположительным относи-

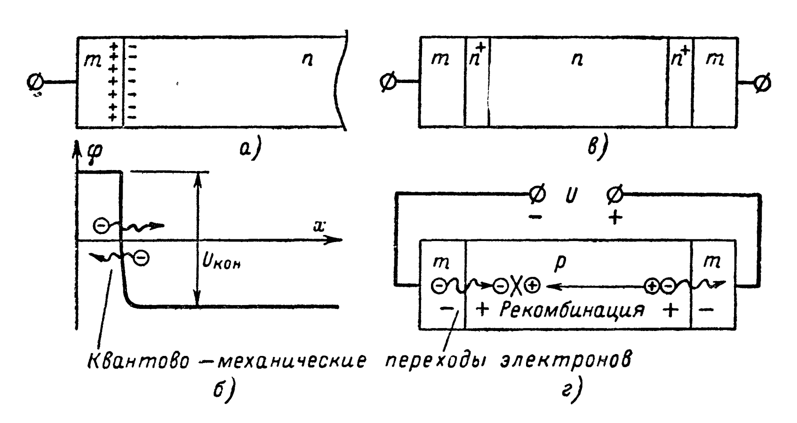


Рис. 10. Контактные явления на границе металла с полупроводником.

тельно полупроводника. При этом часть электронов из металла переходит в полупроводник, в результате чего в нем образуется очень тонкий обогащенный слой, а на границе соприкосновения двух сред возникает контактное напряжение $U_{кон}$ (плюс у металла, минус у полупроводника). На рис. 10, *б* показана диаграмма распределения потенциала вдоль структуры металл — полупроводник. В силу того, что контактное напряжение выделяется на относительно малом участке структуры, электрическое поле на границе между металлом и полупроводником оказывается очень большим. Поэтому после образования обогащенного слоя, когда наступает динамическое равновесие, обмен электронами между двумя средами происходит по так называемым квантовым туннелям. Если к металлу приложить отрицательное напряжение относительно полупроводника, то электроны из металла по квантово-механическим туннелям будут относительно свободно проходить в полупроводник. При обратной полярности они также свободно будут переходить из обогащенного слоя в металл. Благодаря этому сопротивление контакта оказывается чрезвычайно малым (в сравнении с сопротивлением полупроводника), примерно одинаковым и линейным в обоих направлениях. Лучшими линейными свойствами обладают контакты металла с низкоомным полупроводником, поэтому часто омический контакт выполняют с промежуточным слоем полупроводника, имеющим высокую концентрацию основных носителей n^+ (рис. 10, *в*).

Для образования омического контакта с дырочным полупроводником берут электроотрицательный (относительно данного полупроводника) металл (рис. 10, *г*). При этом часть валентных электронов дырочного полупроводника из приконтактной области переходит в металл, в результате чего в приконтактной области полупроводника образуется очень тонкий обогащенный (дырками) слой, а на границе соприкосновения двух сред возникает контактное напряжение $U_{\text{кон}}$ (минус у металла, плюс у полупроводника). Если к металлу приложить отрицательное напряжение относительно полупроводника, то электроны из металла будут относительно свободно (по квантово-механическим туннелям) переходить в полупроводник и занимать место недостающих валентных электронов, т. е. рекомбинировать с дырками. Убыль дырок в обогащенном слое вызовет их приток из полупроводника. Если к металлу приложить положительное напряжение относительно полупроводника, то валентные электроны из обогащенного слоя будут относительно свободно переходить в металл, а образующиеся при этом дырки из обогащенного слоя будут уходить в полупроводник. На рис. 10, *г* символически показано прохождение электрического тока в замкнутой электрической цепи через омические контакты металла с полупроводником дырочного типа. Для улучшения линейности контакта его обычно осуществляют с промежуточным слоем полупроводника, обладающим высокой концентрацией основных носителей p^+. Для изготовления омических контактов наиболее часто используют олово или алюминий. Добавление к ним той или иной примеси позволяет получить контакт как с электронным, так и с дырочным типом полупроводника. Иногда для этой цели используют золото.

ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С УПРАВЛЯЮЩИМ ПЕРЕХОДОМ

Простейший полевой транзистор с управляющим *p-n* переходом представляет собой тонкую пластину полупроводникового материала (обычно кремния) с одним *p-n* переходом в центральной части и с омическими контактами по краям (рис. 11). Действие этого прибора основано на зависимости толщины *p-n* перехода от приложенного к нему напряжения. Поскольку запирающий слой почти полностью лишен подвижных носителей заряда, его проводимость практически равна нулю. Ограничивая с одной из боковых сторон токопроводящий канал (образуемый полупроводником пластины), запирающий слой тем самым определяет величину сечения этого канала. В зависимости от типа проводимости полупроводника канал может быть *n*-типа, как на рис. 11, или *p*-типа при использовании кристалла с дырочной проводимостью.

Если подключить к каналу напряжение, то через пластинку полупроводника между омическими контактами потечет ток. Омический контакт, от которого начинают движение основные носители заряда, называется *истоком*, а омический контакт, к которому они движутся через канал, — *стоком*. Электрод, используемый для управления величиной эффективного сечения канала, называется *затвором*. Напряжение стока $U_с$ и напряжение затвора $U_з$ отсчитывают относительно истока (рис. 11). Для эффективного управления сечением канала управляющий *p-n* переход делают резко не симметричным так, чтобы запирающий слой в основном располагался

в толще полупроводниковой пластинки, имеющей относительно малую концентрацию основных носителей, т. е. $n_n \ll p_p$. Выделим рабочий участок канала и произведем расчет его толщины h' при условии $U_с \approx 0$ и $U_з < 0$ (рис. 12, *а*).

Воспользовавшись формулой (13), находим:

$$h' = h - d'_n = h - \sqrt{a_n (U_{кон} + |U_з|)}\,, \tag{16}$$

где h — толщина полупроводниковой пластинки, легированной донорной примесью (рис. 12).

Нетрудно заметить, что всегда можно подобрать такое отрицательное напряжение на затворе $U_з = U_о$, при котором произойдет полное перекрытие канала $h' = h - d'_n = 0$ и ток канала $I_к$ окажется равным нулю (рис. 12, *б*). Полагая в формуле (16) $h' = 0$, находим *напряжение отсечки тока стока:*

$$|U_о| = h^2/a_n - U_{кон}. \tag{17}$$

Если $|U_о| \gg U_{кон} \approx 0{,}5$ В, то

$$|U_о| \approx h^2/a_n, \tag{18}$$

откуда

$$h \approx \sqrt{a_n |U_о|}. \tag{19}$$

На основании равенств (19) и (16) при $|U_з| \gg U_{кон}$ получаем:

$$h' \approx h\left(1 - \sqrt{U_з/U_о}\right). \tag{20}$$

В силу того, что управление сечением канала (и соответственно током $I_к$) производится обратно включенным *p-n* переходом, сопротивление участка затвор — исток оказывается очень большим. Оно соответствует сопротивлению полупроводникового диода, включенного в обратном направлении, что выгодно отличает данный полупроводниковый прибор от обычного транзистора. Малый обратный ток управляющего *p-n* перехода к процессу управления непосредственного отношения не имеет. Управление толщиной канала осуществляется напряжением на затворе относительно истока или в конечном итоге электрическим полем, возникающем в запирающем слое. Отсюда и происходит название *полевой* транзистор.

При прямом включении управляющего *p-n* перехода ($U_з > 0$) возникает относительно большой прямой ток затвора и сопротивление участка затвор — исток резко уменьшается, поэтому применять такое включение нецелесообразно.

Используя формулы (8) и (20), можно определить проводимость канала полевого транзистора в зависимости от величины $U_з \leqslant 0$ при $U_с \approx 0$

$$G_к \approx \frac{h'b}{l_к} g_n = \frac{hbg_n}{l_к}\left(1 - \sqrt{\frac{U_з}{U_о}}\right) \approx G_{к0}\left(1 - \sqrt{\frac{U_з}{U_о}}\right) \tag{21}$$

или

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к0}} / \left(1 - \sqrt{\frac{U_з}{U_0}}\right), \qquad (22)$$

где $G_{\text{к0}}=1/R_{\text{к0}}$ — проводимость канала при $U_з=0$.

В рабочем режиме, когда $U_с \neq 0$, по каналу протекает ток $I_к$ (рис. 13, *а*), поэтому потенциалы различных поперечных сечений канала оказываются неодинаковыми. Из рис. 13, *а* следует, что потенциал U_x, распределенный вдоль канала, возрастает по определенно-

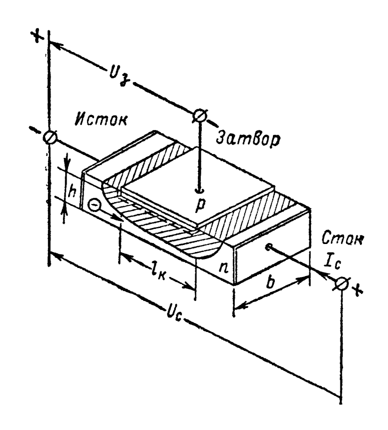


Рис. 11. Простейший полевой транзистор с управляющим *p-n* переходом.

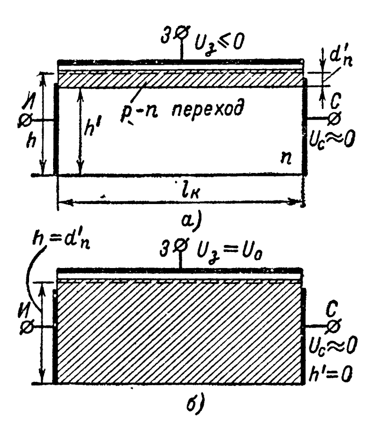


Рис. 12. Канал *n*-типа при $U_с \approx 0$ в открытом состоянии (*а*), в закрытом состоянии (*б*).

му закону от нуля в сечении истока до $U_с$ в сечении стока. Обратное (отрицательное) напряжение *p-n* перехода, равное $U_{p\text{-}n}=U_з-U_x$, также возрастает в направлении стока, а это вызывает соответствующее увеличение толщины запирающего слоя и сужение сечения канала. Наибольшим сечение канала будет возле истока, где $U_{p\text{-}n}=U_з$, и наименьшим — возле стока, где обратное напряжение *p-n* перехода равно $U_{p\text{-}n}=U_з-U_с$ (следует помнить, что $U_з<0$).

Если увеличивать напряжение стока $U_с$, то это вызовет увеличение тока $I_к$ и напряжение $U_з-U_с$ может достичь величины равной U_0, а это означает, что в сечении возле стока должно произойти перекрытие канала (рис. 13, *б*).

На самом деле полного перекрытия канала не происходит, так как возрастающий ток $I_к$, создающий падение напряжения вдоль канала, не может запереть сам себя (при $I_к=0$ ликвидируется причина, вызывающая само перекрытие).

В данном случае в самом узком месте возле стока остается некоторое малое (отличное от нуля) сечение канала $h'_н$, которое сохраняется и при дальнейшем увеличении напряжения $U_с$. В резуль-

тате происходит не отсечка тока, а его ограничение $I_к \approx const$, т. е. ток канала становится практически независимым от $U_с$. Такой процесс называется насыщением, а напряжение, при котором он возникает — *напряжением насыщения* $U_{с.н}$.

Из условия $U_з - U_{с.н} = U_о$ находим:

$$U_{с.н} = U_з - U_о = |U_о| - |U_з|. \qquad (23)$$

Так как толщина h' вдоль канала меняется по нелинейному закону, расчет проводимости канала и величины *тока насыщения* $I_{к.н} = G_{к.н} U_{с.н}$ оказывается достаточно сложным. Они находятся путем решения дифференциальных уравнений. Конечный результат, решения этой задачи для канала с равномерным по толщине распределением примеси имеет следующий вид:

$$I_{к.н} = I_{к.но}\left[1 - 3\frac{U_з}{U_о} + 2\left(\frac{U_з}{U_о}\right)^{3/2}\right], \qquad (24)$$

где $I_{к.но} = G_{к0} U_{с.н}/3 = G_{к0}|U_о|/3$ — ток насыщения канала при $U_з = 0$ (см. рис. 14, *б*).

При изготовлении полевого транзистора методом диффузии концентрация примеси, вводимой в канал со стороны, противоположной затвору, убывает в направлении затвора примерно по экспоненциальному закону. Для такого канала

$$G_к = G_{к0}(1 - U_з/U_о) \qquad (25а)$$

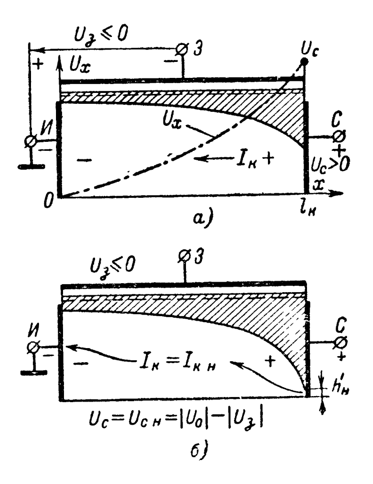


Рис. 13. Каналы полевого транзистора при $U_с > 0$ до насыщения (*а*), при насыщении (*б*).

при $U_с \approx 0$ и решение дифференциального уравнения для тока канала приобретает вид:

$$I_{к.н} = I_{к.но}(1 - U_з/U_о)^2 = G_{к.н}(|U_о - U_з|), \qquad (25б)$$

где $I_{к.но} \approx G_{к0} U_{с н}/2 = G_{к0}|U_о|/2$; $G_{к н} = G_к/2$.

Несмотря на некоторое внешнее различие, формулы (24) и (25б) дают почти одинаковые результаты. Поэтому при расчетах целесообразнее использовать более простую формулу (25б).

Рассмотрим физические процессы, происходящие в канале при наступлении режима насыщения. При переходе в режим насыщения толщина канала возле стока становится минимальной и равной $h'_н$, а сопротивление на этом малом участке канала относительно большим (рис. 14, *а*).

Напряженность электрического поля в суженной части канала при переходе в режим насыщения достигает величины $E \geqslant (4 \div 5) E_{кр n}$, при которой скорость дрейфа подвижных носителей становится по-

стоянной $v_{n\,\text{макс}}$ (см. рис. 4). При этом независимо от падающего на суженном участке канала напряжения его ток, а следовательно, и ток канала оказывается величиной постоянной

$$I_{\text{к.н}} = bh'_{\text{н}} j_n = bh'_{\text{н}} en'_n v_{n\,\text{макс}} \approx \text{const}, \qquad (26)$$

где n'_n — концентрация электронов проводимости в суженном участке канала.

При $U_{\text{с}} > U_{\text{с.н}}$ все дополнительное напряжение стока сверх $U_{\text{с.н}}$ выделяется на горловине канала, в которой скорость дрейфа подвижных носителей электрических зарядов остается величиной по-

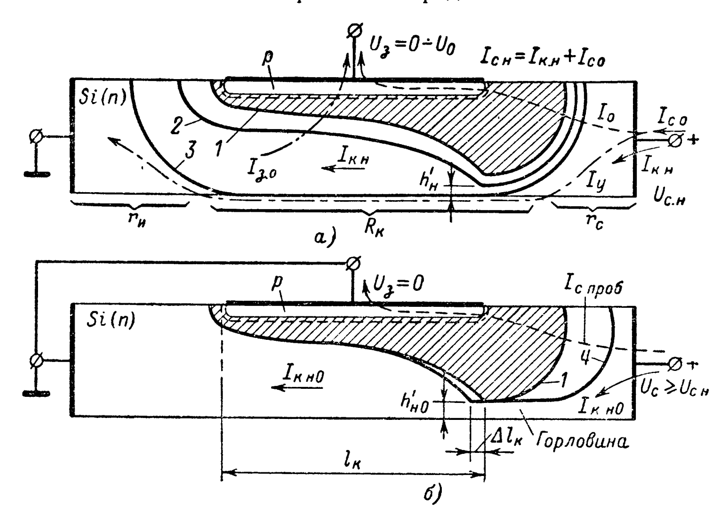


Рис. 14. Влияние на *p-n* переход напряжения затвора $U_з = 0 \div U_0$ при $U_{\text{с.н}}$ (*а*); влияние на *p-n* переход напряжения стока $U_{\text{с}} \geqslant U_{\text{с.н}}$ при $U_з = 0$ (*б*).

стоянной $v_{n\,\text{макс}} = \text{const}$, что и объясняет ограничение тока канала на уровне $I_{\text{к}} \approx I_{\text{к.н}} = \text{const}$. Увеличение напряжения $U_{\text{с}} > U_{\text{с.н}}$ приводит к удлинению горловины канала из-за увеличения толщины запирающего слоя в полупроводниковой области, расположенной между каналом и стоком, в соответствии с формулой (13). В реальном приборе удлинение горловины канала происходит также за счет некоторого сокращения длины самого канала на величину $\Delta l_{\text{к}}$ (рис. 14, *б*). Последнее является одной из основных причин препятствующих идеальному ограничению тока стока. Как будет показано далее, ток $I_{\text{с}}$ в режиме насыщения имеет тенденцию к незначительному увеличению с ростом напряжения $U_{\text{с}} \geqslant U_{\text{с.н}}$.

Толщину суженного участка канала можно вычислить, используя равенства (25) и (26):

$$h'_{\text{н}} = \frac{I_{\text{к.н0}}}{ben'_n v_{n\,\text{макс}}} \left(1 - \frac{U_з}{U_0}\right)^2.$$

Если в полевом транзисторе при $U_с > U_{с.н}$ изменять напряжение на затворе от 0 до $|U_з| \geqslant |U_о|$, то $h'_н$ будет уменьшаться от $h'_{н0}$ до нуля.

При полностью перекрытом канале полевого транзистора ($|U_з| \geqslant |U_о|$, рис. 14, *а*, кривая *3*) ток канала обращается в нуль, а в цепи стока течет лишь некоторый малый *остаточный ток* (или ток отсечки) $I_{с.о}$ — он состоит в основном из обратного тока участка *p-n* перехода, расположенного возле стока $I_о$, и тока утечки $I_у$ (обычно $I_у \ll I_о$, поэтому $I_{с.о} \approx I_о$). Путь обратного тока *p-n* перехода показан на рис. 14, *а* штриховой линией. Он замыкается через электрод затвора.

Ток утечки — это ток, протекающий по поверхности кристаллической пластины (на рис. 14, *а* показан штрих-пунктирной линией). Для уменьшения этого тока поверхность кристалла обычно покрывают диэлектриком или применяют другие способы, рассмотренные далее. В отличие от обратного тока идеального *p-n* перехода $I_{с.о}$ несколько возрастает с увеличением $U_с$.

При относительно большом напряжении $U_с$, когда $U_с + |U_з| \geqslant U_{проб}$, в стоковом участке обратно включенного управляющего *p-n* перехода возникает электрический (лавинный) пробой (см. стр. 14) и ток стока, как ток электрического пробоя, резко возрастает. Этот ток замыкается через электрод затвора (рис. 14, *б*).

В общем случае ток стока равен $I_с = I_к + I_{с.о}$, где $I_к$ — ток канала, представляющий собой управляемую часть тока стока; $I_{с.о}$ — остаточный ток или ток отсечки, представляющий собой неуправляемую часть тока стока. В обычном рабочем режиме $I_{с.о} \ll I_к$, поэтому можно считать, что $I_с \approx I_к$. В режиме электрического пробоя $I_с \approx I_{с.проб}$.

Произведем построение семейства статических стоковых характеристик полевого транзистора с управляющим переходом (рис. 15, *а*) $I_с = \varphi(U_с)$ при $U_з = \text{const}$.

При $|U_з| \geqslant |U_о|$ $I_с \approx I_{с.о}$, т. е. характеристика закрытого транзистора подобна обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового диода. Малое значение тока $I_{с.о}$ (единицы микроампер) не позволяет изобразить эту характеристику на рис. 15, *а* в соответствующем масштабе, так как она практически сливается с осью абсцисс. Резкое возрастание тока $I_с$ на этой характеристике при $U_с \geqslant U_{с.проб} = U_{проб} - |U_з|$ объясняется электрическим (лавинным) пробоем стокового участка управляющего *p-n* перехода.

Рассмотрим стоковую характеристику, которая соответствует условию $U_з = 0$, что означает короткое замыкание затвора с истоком (рис. 14, *б*).

При малых значениях $U_с$ ток стока изменяется прямо пропорционально изменениям напряжения (участок *АБ*, рис. 15, *а*). Наклон этого участка, соответствующего полностью открытому каналу, прямо пропорционален величине $G_{к0}$. В точке *Б* из-за заметного сужения стокового участка канала и уменьшения его общей проводимости намечается некоторое отклонение характеристики от прямой линии.

На участке *БВ* существенное сужение стокового участка канала и значительное уменьшение его общей проводимости вызывают замедление роста тока $I_с$ с увеличением напряжения $U_с$. В точке *В* при $U_{с.н} = |U_о|$ ток стока достигает величины $I_{с.н}$ и в дальнейшем

остается почти неизменным. Незначительное увеличение тока $I_с$ в режиме насыщения объясняется двумя факторами: во-первых, с увеличением $U_с \geqslant U_{с\,н}$ длина канала уменьшается на малую величину $\Delta l_к$ (рис. 14, *б*), в то время как на самом канале продолжает выделяться напряжение, равное $U_{с.н} = \mathrm{const}$ (с уменьшением длины канала несколько возрастает его проводимость, что в конечном итоге

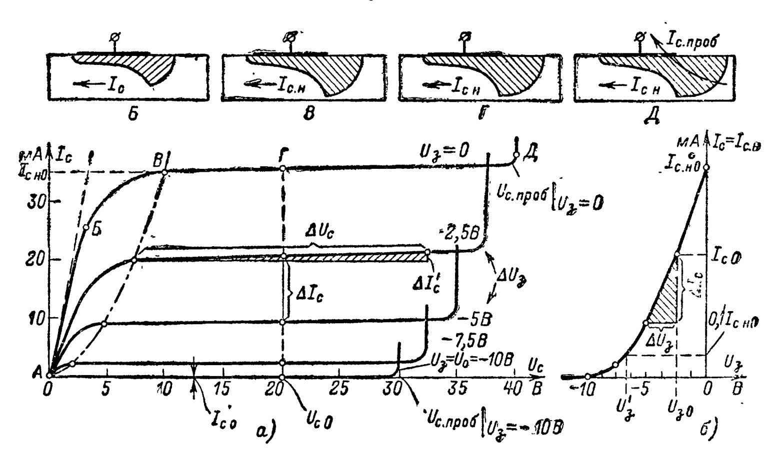


Рис. 15. Семейство статических стоковых (*а*) и стоко-затворных (*б*) характеристик полевого транзистора с управляющим переходом и каналом *n*-типа.

приводит к некоторому возрастанию тока стока); во-вторых, в состав тока стока $I_с$ входит остаточный ток $I_{с.о}$, который также имеет тенденцию к увеличению с ростом $U_с$. При $U_{с.проб} = U_{проб}$ возникает электрический пробой стокового участка управляющего *p-n* перехода и ток стока резко возрастает.

При некотором отрицательном напряжении затвора $U'_з < 0$ исходная проводимость канала в соответствии с формулой (21) имеет значение меньше, чем $G_{к0}$, поэтому начальный участок данной стоковой характеристики будет более пологим. При этом согласно равенствам (23) и (24) величины $U_{с.н}$ и $I_{с.н}$ будут также меньшими. Геометрическое место точек, соответствующих условному перекрытию канала и наступлению режима насыщения, на графике рис. 15, *а* показано штрих-пунктирной линией. Несколько меньшим оказывается и напряжение электрического пробоя, так как обратное напряжение на стоковом участке управляющего *p-n* перехода представляет собой сумму $U_с + |U_з|$. Аналогично строятся все остальные характеристики.

Рассмотрим с е м е й с т в о с т а т и ч е с к и х с т о к о-з а т в о р н ы х х а р а к т е р и с т и к (х а р а к т е р и с т и к и у п р а в л е н и я, рис. 15, *б*) $I_с = \varphi(U_з)$ при $U_с = \mathrm{const}$.

Так как полевой транзистор обычно работает при $U_с > U_{с.н}$, имеет смысл произвести построение характеристик управления только для данного режима, т. е. для $I_с \approx I_{с.н}$.

При фиксированной величине $U_с = U_{с.0} = \text{const}$ (рис. 15, *а*) находим значения тока $I_с$ для конкретных значений $U_з$. По этим точкам в координатах $I_с = \varphi(U_з)$ строится статическая характеристика управления для данного значения $U_с = \text{const}$ (рис. 15, *б*). В силу того, что в режиме насыщения $I_с \approx I_{с.н}$ все статические характеристики управления практически сливаются в одну линию, аналитическое выражение этой характеристики достаточно точно определяется квадратичной зависимостью (25б).

Напряжение отсечки транзистора U_0 соответствует току $I_с = I_{с.о}$, мкА. На практике с помощью прибора зафиксировать эту величину очень трудно, поэтому обычно измеряют $U_з'$ при $I_{с.н} = 0{,}1 I_{с.но}$ (рис. 15, *б*). Подставив эти значения в формулу (25б), находят $U_0 = 1{,}46 U_з'$.

В общем случае ток затвора представляет собой сумму $I_з = I_{з.о} + I_{с.о}$.

С т а т и ч е с к а я   з а т в о р н а я   х а р а к т е р и с т и к а $I_з = \varphi(U_з)$ при разомкнутой цепи стока ($I_с = 0$) соответствует обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового диода (рис. 16). В отличие от идеального *p-n* перехода обратный ток реального полупроводникового диода (ток затвора $I_з = I_{з.о}$) несколько увеличивается с увеличением обратного напряжения $U_з$.

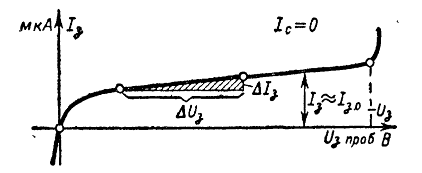


Рис. 16. Статическая затворная характеристика.

Сопоставляя статические характеристики полевого транзистора со статическими характеристиками пентода (рис. 17), можно прийти к выводу, что они во многом подобны. Поэтому для расчета схем на полевых транзисторах может быть использована методика расчета схем на электронных лампах. Для расчета схем необходимо знать следующие дифференциальные параметры электронного прибора:

1. *Крутизну* характеристики управления (для пентода крутизну анодно-сеточной характеристики)

$$S = \frac{\partial I_с}{\partial U_з} = \left.\frac{dI_с}{dU_з}\right|_{U_с=\text{const}} \approx \left.\frac{\Delta I_с}{\Delta I_з}\right|_{U_с=\text{const}}, \text{ мА/В}. \quad (27)$$

Крутизна представляет собой частную производную функции тока стока по напряжению затвора. Так как нас интересует крутизна в режиме насыщения, ее аналитическое выражение может быть получено путем дифференцирования равенства (25б) по $U_з < 0$.

Полагая $I_с \approx I_{с\,н} \approx I_{к.н}$, получаем:

$$S = \frac{\partial I_{с.н}}{\partial U_з} = \frac{2 I_{с.но}}{|U_0|}\left(1 - \frac{U_з}{U_0}\right) = G_к, \text{ мА/В}, \quad (28)$$

откуда $S_{макс} = 2 I_{с.но}/|U_0| = G_{к0}$ при $U_з = 0$.

Если нас интересует примерное значение крутизны, то от бесконечно малых приращений в производной нужно перейти к конеч-

ным приращениям Δ. При этом особенно хорошо виден физический смысл крутизны, которая показывает, на сколько миллиампер изменится ток стока при изменении напряжения на затворе на 1 В при $U_с = \text{const}$. Соответствующие приращения $\Delta I_с$ и $\Delta U_з$ при $U_с = \text{const}$ могут быть найдены по статическим характеристикам рис. 15, *а* или рис. 15, *б* (*S* имеет значения от 0,5 до нескольких миллиампер на вольт).

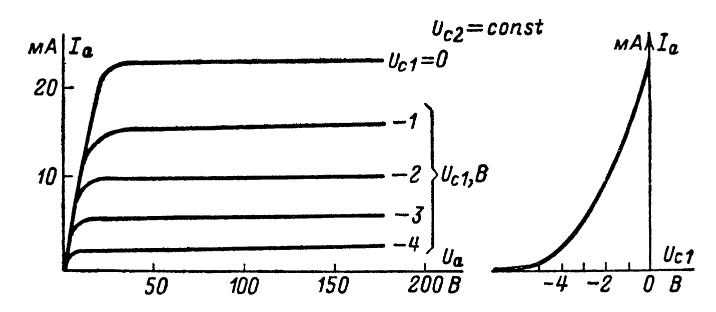


Рис. 17. Статические характеристики пентода.

2. *Внутреннее (дифференциальное) сопротивление*

$$R_i = \frac{\partial U_с}{\partial I_с} = \frac{dU_с}{dI_с}\bigg|_{U_з=\text{const}} \approx \frac{\Delta U_с}{\Delta I'_с}\bigg|_{U_з=\text{const}}, \text{ кОм}, \tag{29}$$

которое представляет собой обратную величину частной производной функции тока стока по напряжению стока. Так как в режиме насыщения ток стока меняется незначительно при $U_з = \text{const}$, этот параметр имеет значения от нескольких десятков до сотен килоом. Соответствующие приращения $\Delta I'_с$ и $\Delta U_с$ при $U_з = \text{const}$ могут быть найдены по статическим характеристикам (рис. 15, *а*).

3. *Статический коэффициент усиления по напряжению*

$$\mu = -\frac{\partial U_с}{\partial U_з} = -\frac{dU_с}{dU_з}\bigg|_{I_с=\text{const}} \approx \left|\frac{\Delta U_с}{\Delta U_з}\right|\bigg|_{I_с=\text{const}}. \tag{30}$$

При определении этого параметра берутся взаимно компенсирующие по действию на ток $I_с$ приращения напряжений $\Delta U_с$ и $\Delta U_з$. Так, например, $+\Delta U_с$ вызывает $+\Delta I_с$, поэтому необходимо подобрать такое значение $-\Delta U_з$, вызывающее $-\Delta I_с$, при котором $I_с = \text{const}$. Так как взаимно компенсирующие приращения имеют разные знаки, берут модуль отношения, чтобы коэффициент μ был положительным.

Статический коэффициент усиления по напряжению показывает, во сколько раз изменение напряжения на затворе воздействует эффективнее на ток $I_с$, чем изменение напряжения на стоке. Этот коэффициент определяет потенциальные возможности полевого транзистора как усилителя напряжения.

Нетрудно заметить, что

$$\mu = \left| \frac{\Delta U_c}{\Delta U_з} \right|\Bigg|_{I_c=\text{const}} = \left| \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c} \frac{\Delta I_c}{\Delta U_з} \right|\Bigg|_{I_c=\text{const}} = R_i S. \quad (31)$$

Статический коэффициент усиления по напряжению полевого транзистора с управляющим переходом имеет значения порядка нескольких сотен.

4. *Дифференциальное сопротивление участка затвор — исток* при разомкнутой цепи стока

$$R_{з.и} = \frac{\partial U_з}{\partial I_з} \approx \frac{\Delta U_з}{\Delta I_з} \text{ при } I_c = 0. \quad (32)$$

Соответствующие приращения $\Delta U_з$ и $\Delta I_з$ могут быть определены по характеристике (рис. 16). Этот параметр имеет значения от нескольких сотен килоом до нескольких мегом.

5. *Дифференциальное сопротивление участка сток — затвор*

$$R_{с.з} \approx \frac{\partial I_{с.о}}{\partial U_{с.з}} \approx \frac{\Delta I_{с.о}}{\Delta U_{с.з}}.$$

Этот параметр, учитывающий влияние стока на цепь затвора, также имеет значения в пределах от нескольких сотен килоом до нескольких мегом.

При использовании полевого транзистора в качестве усилителя к затвору совместно с отрицательным постоянным напряжением смещения $U_{з0}$ (рис. 15, *б*) подводят переменное напряжение усиливаемого сигнала $u_{з\sim}$. Под воздействием этого напряжения происходит изменение заряда барьерной емкости управляющего *p-n* перехода. При этом разные участки распределенной емкости заряжаются (разряжаются) через различные сопротивления в зависимости от расстояния данного участка от истока. Пренебрегая сужением канала возле стока (рис. 18, *а*), можно получить равномерное распределение сопротивления канала $R_к$ вдоль одной из пластин емкости.

В упрощенной модели, изображенной на рис. 18, *а*, сопротивления, через которые заряжаются (разряжаются) различные участки барьерной емкости, равномерно изменяются от нуля до $R_к$, что позволяет очень просто произвести усреднение

$$R_{к.ср} = 0{,}5\,(0 \div R_к) = 0{,}5R_к = \frac{0{,}5 l_к}{g_n \left(h - d_n'\right) b}. \quad (33)$$

Емкость затвора $C_з$ в упрощенной модели легко рассчитать по формуле (12)

$$C_з = \varepsilon_0 \varepsilon b l_к / d_n'. \quad (34)$$

Эти элементы, совместно с дифференциальным сопротивлением $R_{з.и}$, образуют эквивалентную схему участка затвор — исток для переменного тока (рис. 18, *б*), которая в основном определяет частотные свойства (инерционность) полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом.

Непосредственным управляющим напряжением, вызывающим изменения толщины *p-n* перехода и сечения канала, является напряжение, приложенное к емкости затвора $u_{C з\sim}$ (рис. 18, *б*). С увеличением частоты сопротивление емкости и напряжение на ней уменьшаются, что приводит к ухудшению усилительных свойств транзистора. Частоту, на которой

$$X_C = 1/(\omega C_з) = R_{к.ср},$$

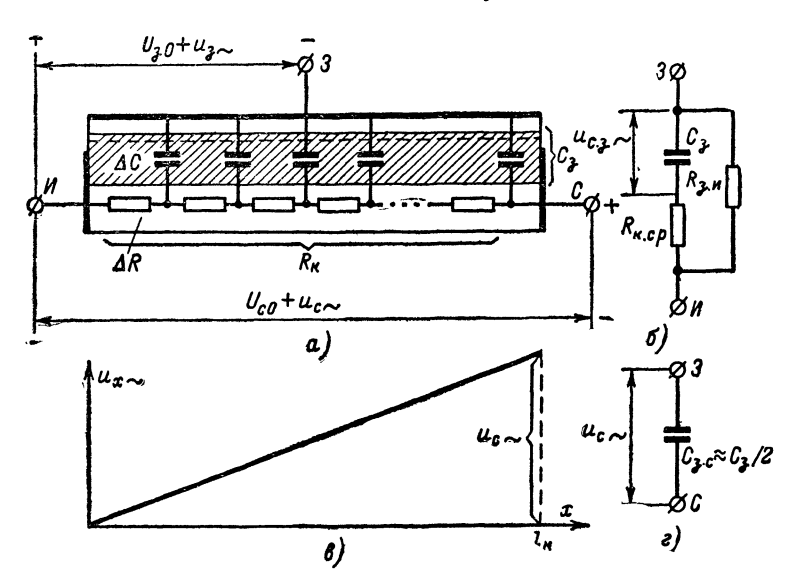


Рис. 18. Эквивалентная схема цепи затвора.

можно условно считать *граничной частотой* полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом. Отсюда

$$\omega_з = 1/(C_з R_{к.ср}) \tag{35}$$

или

$$\tau_з = \frac{1}{\omega_з} = C_з R_{к.ср} = \frac{0{,}5\varepsilon_0 \varepsilon l_к^2}{g_n d_n' \left(h - d_n'\right)}, \tag{36}$$

где $\tau_з$ — *постоянная времени затвора.*

Из формулы (36) следует, что постоянная времени затвора и граничная частота зависят от напряжения смещения $U_{з.0}$, так как $d_n' = \varphi(U_з)$. Минимальное значение $\tau_з$ (максимальное значение $\omega_з$) получается при $d_n' = h' = h/2$

$$\tau_{з.мин} = 2\varepsilon_0 \varepsilon l_к^2/\left(g_n h^2\right), \tag{37}$$

что на основании равенства (20) имеет место при $U_{з.0}=0{,}25U_0$. В этом режиме граничная частота затвора $f_з=\omega_з/2\pi$ составляет несколько десятков мегагерц.

Следует заметить, что в реальной модели транзистора из-за суженного участка канала возле стока сопротивление $R_{к.ср}$ имеет несколько большее, а емкость $C_з$ несколько меньшее значения, чем дают формулы (33) и (34). Но так как $\omega_з$ и $\tau_з$ определяются их произведением, то в целом результат получается близким к действительному.

При работе транзистора в усилительной схеме на электроде стока выделяется переменное напряжение усиленного сигнала $u_{с\sim}$, которое оказывает некоторое обратное воздействие на цепь затвора через дифференциальное сопротивление $R_{с.з}$ и барьерную емкость *p-n* перехода, распределенную вдоль сопротивления канала. Такое воздействие в усилительном электронном приборе называется внутренней (паразитной) обратной связью.

В упрощенной модели переменное напряжение стока распределяется вдоль сопротивления канала по линейному закону от $u_{с\sim}$ возле стока до нуля возле затвора (рис. 18, *в*). Следовательно, также распределено и переменное напряжение, воздействующее на различные участки барьерной емкости ($u_{с\sim}$ возле стока и нуль возле истока), что эквивалентно воздействию половины напряжения $u_{с\sim}$ на емкость $C_з$ или всего напряжения $u_{с\sim}$ на половину емкости. Таким образом, эквивалентная емкость, связывающая сток с затвором (рис. 18, *г*), оказывается равной

$$C_{с.з} \approx C_з/2. \qquad (38)$$

В полевом транзисторе внутренняя обратная связь возникает также из-за наличия небольшого сопротивления участка полупроводника, заключенного между омическим контактом истока и областью канала, непосредственно примыкающей к затвору (сопротивление $r_и$, рис. 14). Для уменьшения этого сопротивления данный участок кристалла обычно сильно легируют, поэтому величина $r_и$ оказывается пренебрежимо малой.

Наряду с полевыми транзисторами, снабженными одним управляющим *p-n* переходом (затвором), применяются также полевые транзисторы с двумя *p-n* переходами (затворами) (рис. 19, *а*). Второй затвор является *подложкой*, которая ограничивает канал снизу и тем самым ослабляет проявление поверхностных эффектов. Второй затвор может использоваться по-разному. Чаще всего, как это показано на рис. 19, *а*, второй затвор соединяют с заземленным истоком.

При необходимости второй затвор можно использовать как второй управляющий электрод, например, для предварительного сужения канала (в этом случае к нему относительно истока подводят запирающее напряжение). Иногда второй затвор соединяют с основным, тогда они действуют совместно. В любом случае второй затвор (подложка) совместно с основным затвором участвует в условном перекрытии канала, так как из-за падения напряжения на канале *p-n* переход второго затвора (подложка) расширяется возле стока и сближается (смыкается) с расширяющимся *p-n* переходом затвора (рис. 19, *а*). Статические характеристики и параметры полевого транзистора с двумя *p-n* переходами такие же, как и у тран-

зистора без подложки. Однако у полевого транзистора с заземленной подложкой существенно уменьшается постоянная времени цепи затвора. Дело в том, что у такого транзистора на высокой частоте емкость затвора $C_з$ заряжается (разряжается) преимущественно через поперечное сопротивление канала $R_{к.п}$ и емкость подложки $C_п$ в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 19, *б*). Учитывая, что толщина канала всегда много меньше его длины (откуда $R_{к.п} \ll$ $\ll R_{к.ср}$ и, кроме этого, $C_п \gg C_з$, так как обычно площадь подлож-

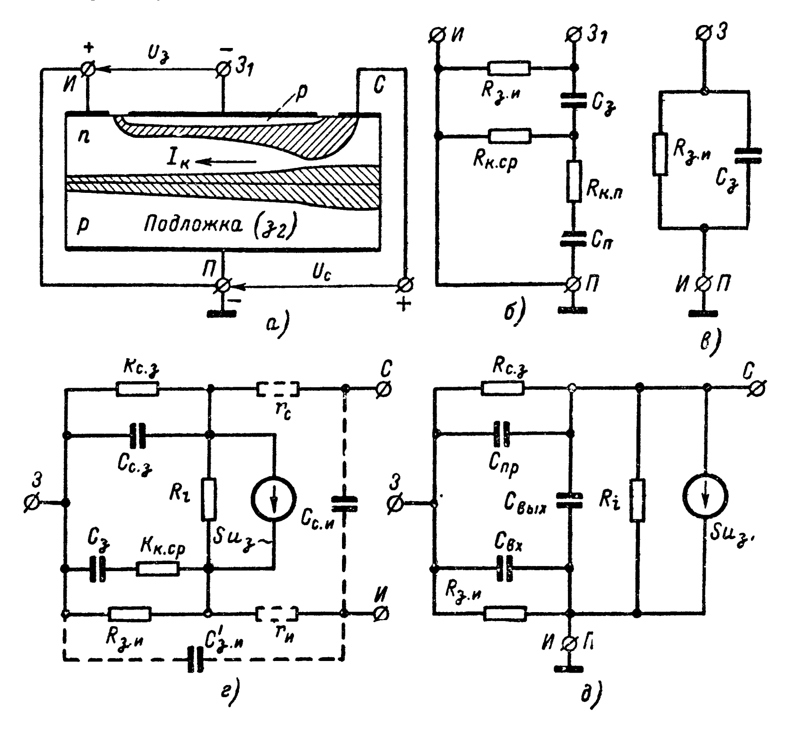


Рис. 19. Полевой транзистор с подложкой и его эквивалентные схемы для переменного тока.

ки намного превышает площадь основного затвора), получаем упрощенную эквивалентную схему участка затвор — исток (рис. 19, *в*), из которой следует, что у такого транзистора инерционностью затвора можно пренебречь. На основании сказанного составим эквивалентную схему полевого транзистора с одним управляющим *p-n* переходом для переменного тока (рис. 19, *г*).

На этой схеме усилительное свойство транзистора отражено генератором тока $i_{г\sim} = Su_{з\sim}$, зашунтированным дифференциальным сопротивлением канала R_i, инерционность затвора учитывается схемой, аналогичной рис. 18, *б*. Обратная связь учитывается емкостью $C_{с.з}$,

зашунтированной сопротивлением $R_{с.з}$ и сопротивлением $r_и$, которое в обычной схеме включения транзистора является общим для входной и выходной цепи. Сопротивление $r_с$ эквивалентно сопротивлению участка полупроводника, заключенного между омическим контактом стока и областью канала, непосредственно примыкающей к затвору. Это сопротивление, как и сопротивление $r_и$, показано условно, так как оно существенного влияния на работу схемы не оказывает. Также условно показаны внешние междуэлектродные емкости $C'_{з.и}$ и $C_{с.и}$. На рис. 19, *д* приведена упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом и подложкой, соединенной с заземленным истоком. На этой схеме обозначены: $C_{вх}=C_з+C'_{з.и}$ — входная емкость; $C_{пр}\approx C_{с.з}$ — проходная емкость; $C_{вых}=C_п+C_{с.и}\approx C_п$ — выходная емкость, которая при заземленной подложке в основном определяется барьерной емкостью *p-n* перехода сток — подложка.

МДП-ТРАНЗИСТОРЫ

В отличие от полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом в МДП-транзисторах электрод затвора изолирован от полупроводниковой области канала слоем диэлектрика. Структура металл — диэлектрик — полупроводник, т. е. МДП, и предопределяет название данного типа транзистора. В качестве диэлектрика обычно используются окислы (например, SiO_2), поэтому в литературе наряду с обозначением МДП можно встретить термин МОП, что означает металл — окисел — полупроводник, МДП-транзистор, т. е. транзистор с изолированным затвором, имеет две конструктивные разновидности с *индуцированным каналом* (рис. 20, *а*) и *со встроенным каналом* (рис. 20, *б*).

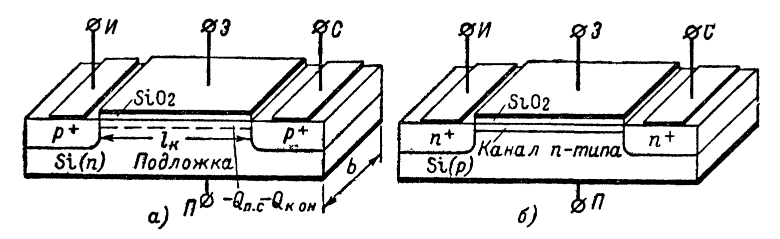


Рис. 20. Устройство МДП-транзистора с индуцированным каналом (*а*), со встроенным каналом (*б*).

Рассмотрим устройство и принцип действия **МДП-транзистора с индуцированным каналом** (рис. 20, *а*). Кристаллическая пластинка слабо легированного кремния *n-* или *p*-типа, являющаяся основой для изготовления транзистора, называется *подложкой*. В теле подложки создаются две сильно легированные области с противоположным относительно подложки типом проводимости. Одна из этих областей используется как *исток И*, другая — как *сток С*. Электрод *затвора З* изолирован от полупроводниковой области тонким слоем диэлектрика (SiO_2) толщиной $h_{ок}=0{,}2$—$0{,}3$ мкм. Исток, сток и под-

ложка имеют омические контакты с соответствующими полупроводниковыми областями и снабжаются выводами. Подложку обычно соединяют с истоком. Из-за контактных явлений, возникающих на границе раздела диэлектрика с полупроводником, в подложке индуцируется заряд основных носителей, образующий обогащенный поверхностный слой (см. стр. 16). Так как высоколегированные p-области истока и стока с полупроводником подложки n-типа образуют p-n переходы, то при любой полярности напряжения на стоке относительно истока один из этих p-n переходов оказывается включенным в обратном направлении и препятствует протеканию тока $I_с$.

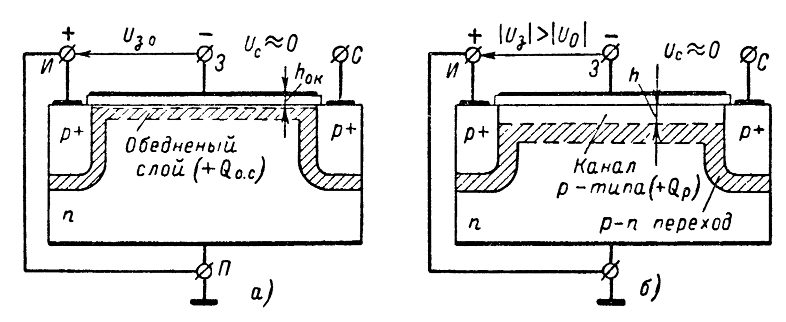


Рис. 21. Режим МДП-транзистора с индуцированным каналом p-типа: (*а*) пороговый режим; (*б*) образование канала.

Таким образом, в данном приборе в исходном состоянии между истоком и стоком отсутствует токопроводящий канал. Этот канал в рабочем режиме транзистора индуцируется соответствующим напряжением на затворе и существует в виде поверхностного инверсного слоя p-типа, соединяющего исток со стоком.

При некотором отрицательном напряжении на затворе относительно истока и подложки $U_з<0$ обогащенный поверхностный слой ликвидируется и вместо него возникает обедненный основными носителями поверхностный слой (см. рис. 8, случай *2*). Для этого в подложке необходимо индуцировать положительный заряд, равный $+Q_{п.с}+Q_{кон}+Q_{о.с}$ (заряды $+Q_{п.с}+Q_{кон}$ компенсируют отрицательный заряд обогащенного слоя, $+Q_{о.с}$ представляет собой пространственный заряд самого обедненного слоя). Однако это еще не приводит к образованию токопроводящего канала между истоком и стоком.

На рис. 21, *а* показан пороговый режим, при котором в обедненном поверхностном слое подложки возникает инверсия проводимости. Это происходит при некотором *порогсвом напряжении затвора* $U_{пор}$, являющимся тем управляющим напряжением, при котором только намечаются формирование токопроводящего канала и появление тока стока (при $U_с \neq 0$). Поэтому по аналогии с полевым транзистором с управляющим p-n переходом $U_{пор}$ можно трактовать как напряжение отсечки МДП-транзистора с индуцированным каналом. В дальнейшем на основании данной аналогии пороговое напряжение затвора обозначается как напряжение отсечки U_0. Порого-

вое напряжение затвора МДП-транзистора с индуцированным каналом оказывается равным

$$|U_0| = (Q_{\text{п.с}} + Q_{\text{кон}} + Q_{\text{о.с}})/C_з = A\ (U_{\text{п.с}} + U_{\text{кон}} + U_{\text{о.с}}) = 2 \div 4\ \text{В}, \qquad (39)$$

где $C_з \approx \varepsilon_0 \varepsilon l_к b/h_{ок}$ — емкость затвора; $U_{о.с}$ — напряжение выделяющееся на обедненном слое; $A = (h_{ок} + h_{сл})/h_{сл} = 1{,}5 \div 2$ ($h_{ок}$ толщина изолирующего окисного слоя, $h_{сл}$ — толщина индуцированного обогащенного слоя в исходном состоянии, см. рис. 9, *а*). Коэффициент A учитывает падение напряжения в диэлектрике, так как только часть внешнего напряжения U_0 идет на компенсацию контактных явлений и создание обедненного слоя.

При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе (рис. 21, *б*) в подложке индуцируется инверсный слой, обладающий проводимостью *p*-типа и зарядом Q_p. Пространственный заряд обедненного слоя $Q_{о.с}$, оставаясь практически неизменным, смещается в глубь подложки. Инверсный слой *p*-типа соединяет *p*-области истока и стока, являясь токопроводящим каналом между ними. При этом большему отрицательному напряжению затвора соответствуют бóльшая удельная проводимость и бóльшая толщина индуцированного канала h, что соответственно вызывает увеличение проводимости канала в целом. Так как возникновение и увеличение инверсной проводимости индуцированного канала *p*-типа связано с его обогащением носителями заряда (дырками), то считают, что транзисторы подобного типа работают по принципу *обогащения*.

Если на затвор относительно истока и подложки подать положительное напряжение, то это приведет к еще большему (относительно исходного состояния) обогащению электронами проводимости и обеднению дырками индуцированного поверхностного слоя. Токопроводящий канал между истоком и стоком не возникает, поэтому транзисторы подобного типа по принципу обеднения не работают.

Как известно, индуцированный поверхностный слой (в данном случае канал) получается неоднородным, его удельная проводимость убывает (примерно по экспоненте) от максимума возле диэлектрика до собственной проводимости кристалла в обедненном слое (см. рис. 8, *г*, случай *3*).

Проводимость индуцированного канала определяется зарядом дырок в инверсном слое Q_p, который начинает индуцироваться отрицательным напряжением затвора, превышающим пороговое значение, т. е. $U_з - U_0$. Рассматривая структуру затвор — изолирующий слой — полупроводник как плоский конденсатор (рис. 22), находим индуцированный заряд дырок в канале $Q_p = C_з|U_з - U_0|$. Проводимость канала численно равна заряду подвижных носителей, приходящихся на единицу длины, умноженному на подвижность носителей, т. е.

$$G_к = \frac{Q_p}{l_к}\mu_p = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon b \mu_p}{h_{0к}}|U_з - U_0| = \beta\,|U_з - U_0|, \qquad (40)$$

где $\beta = \varepsilon_0 \varepsilon b \mu_p / h_{0к}$, А/В^2 — некоторый постоянный коэффициент, зависящий от геометрии и материала диэлектрика.

В рабочем режиме, когда $U_с<0$, по каналу течет ток $I_к$ (он обусловливается дрейфом дырок от истока к стоку), поэтому напряжение затвора относительно различных поперечных сечений канала оказывается неодинаковым, а изменяется от $U_з$ возле истока до $U_з - U_с$ возле стока. Следовательно, и толщина индуцированного канала оказывается различной: она больше возле истока и меньше возле стока. Общая проводимость канала соответственно уменьшается.

При $U_с = U_з - U_о$ напряжение на затворе относительно стокового участка канала становится равным пороговому значению $U_о$, что приводит к исчезновению инверсной проводимости и условному перекрытию индуцированного канала около стока (рис. 23, *а*). В точке *а* обедненный слой (обратно включенный *p-n* переход сток — подложка) касается изолирующего слоя. Но это не вызывает разрыва электрической цепи на участке исток — сток, а только приводит к насыщению тока. Дырки, дрейфующие в индуцированном канале, являясь неосновными носителями электрического заряда *n*-области, в районе точки *а* (рис. 23, *а*) совершенно свободно проходят обратно смещенный *p-n* переход (см. рис. 6 и 7) и попадают в *p*-область стока.

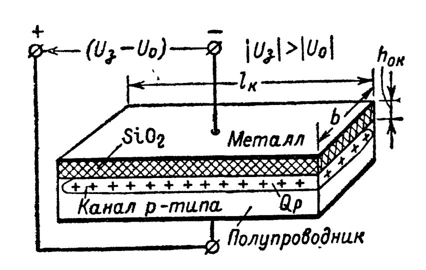


Рис. 22. Структура затвор — изолирующий слой — полупроводник как плоский конденсатор.

Напряжение стока, при котором возникает обедненная область канала возле стока, называется напряжением насыщения

$$U_{с.н} = U_з - U_о. \tag{41}$$

Расчет тока насыщения канала $I_{к.н} = G_{к.н}|U_{с.н}|$ оказывается достаточно сложным, так как это связано с составлением дифференциальных уравнений. Конечный результат решений этих уравнений имеет относительно простой вид:

$$I_{к.н} \approx \beta (U_з - U_о)^2/2 = G_к |U_{с.н}|/2 = G_{к.н} |U_{с.н}|, \tag{42}$$

где $G_к = \beta |U_з - U_о| = \beta |U_{с.н}|$ — исходная проводимость канала; $G_{к.н} = G_к/2$ — проводимость канала при насыщении.

Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения стока $U_с$ приводит к увеличению обедненной области канала $\Delta l_к$, на которой выделяется все излишнее (добавочное) напряжение $U_с - U_{с.н}$, а напряжение $U_{с.н}$ по-прежнему распределяется на индуцированном канале, геометрия которого, а следовательно, и ток почти не меняются (рис. 23, *б*, *в*). В режиме насыщения происходит лишь незначительное укорочение длины индуцированного канала на величину $\Delta l_к$, что при $U_{с.н}$=const и значительных изменениях $|U_с|>|U_{с.н}|$ приводит лишь к незначительным изменениям тока канала.

Полагая, что в режиме насыщения ток канала при $U_з = \text{const}$ изменяется только вследствие незначительного сокращения длины индуцированного канала, на котором выделяется $U_{с.н}$, находим:

$$I_к \approx \frac{I_{к.н}}{1 - \frac{\Delta l_к}{l_к}} \approx I_{к.н}\left(1 + \frac{\Delta l_к}{l_к}\right),$$

где $\Delta l_к / l_к \ll 1$.

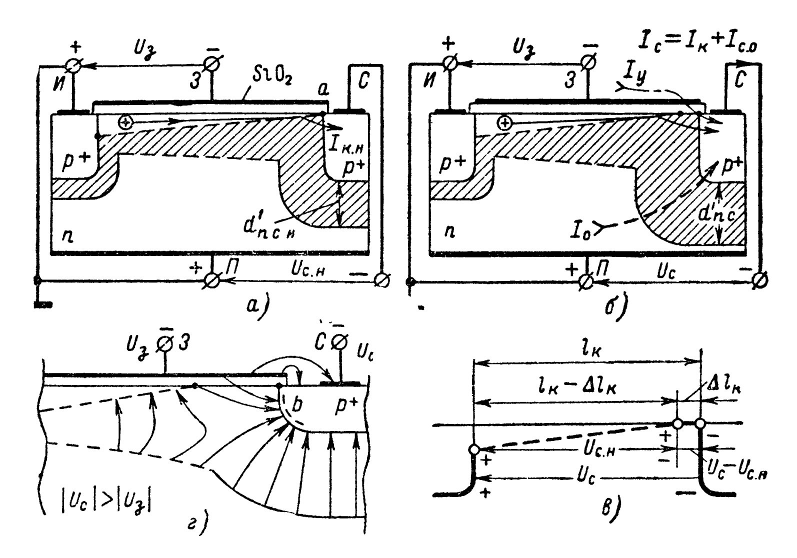


Рис. 23. Перекрытие индуцированного канала.

При $U_{с.н}$ $\Delta l_к = 0$ (рис. 23, *а*). С увеличением отрицательного напряжения стока происходит расширение *p-n* перехода «сток — подложка» на величину $d'_{nc} - d'_{nc.н}$, что и предопределяет длину обедненной области $\Delta l_к$ (рис. 23, *б*). Используя равенство (13) при условии $U_{кон} \ll |U_{с.н}|$, находим:

$$\Delta l_к \approx d'_{n\,с} - d'_{n\,с.н} \approx d'_{n\,с.н}\left(\sqrt{\frac{U_с}{U_{с.н}}} - 1\right).$$

откуда

$$I_к = I_{к.н}\left[1 + \frac{d'_{n\,с.н}}{l_к}\left(\sqrt{\frac{U_с}{U_{с\,н}}} - 1\right)\right] \approx I_{к.н}. \qquad (43)$$

так как $d'_{nс.н} / l_к \ll 1$.

В общем случае ток стока равен сумме $I_с = I_к + I_{с.о}$, где $I_к$ — ток канала, представляющий собой управляемую часть тока стока; $I_{с.о} = I_о + I_у$ — остаточный ток или ток отсечки стока. Он определяется током обратно включенного *p-n* перехода на участке сток — подложка $I_о$ (этот ток, показанный на рис. 23, *б* штриховой стрелкой, протекает через электрод подложки) и током утечки $I_у$ между затвором и стоком через диэлектрик изолирующего слоя (на рис. 23, *б* показан штрих-пунктирной стрелкой). Ток $I_{с.о}$ имеет тенденцию к увеличению с ростом $|U_с|$, что вызывает дополнительное (весьма незначительное) увеличение тока стока в режиме насыщения.

При относительно большом напряжении $|U_с|$ возникает электрический (лавинный) пробой *p-n* перехода сток-подложка и ток стока резко возрастает, причем самые благоприятные условия для пробоя появляются в области наибольшего искривления поверхности *p-n* перехода вблизи затвора (область в рис. 23, *г*). Здесь напряженность электрического поля оказывается намного больше, а напряжение пробоя соответственно меньше, чем в плоском *p-n* переходе с такими же параметрами. Напряжение электрического пробоя искривленного *p-n* перехода уменьшается также из-за влияния поблизости расположенного металлического электрода затвора и границы раздела полупроводник — диэлектрик. С увеличением отрицательного напряжения затвора разность потенциалов между затвором и стоком уменьшается, что приводит к некоторому ослаблению напряженности электрического пробоя (рис. 23, *г*). В этом случае электрический пробой наступает при несколько большем отрицательном напряжении стока.

Произведем построение семейства статических стоковых характеристик МДП-транзистора с индуцированным каналом $I_с = \varphi(U_с)$ при $U_з = \text{const}$ (рис. 24, *а*).

При $|U_з| \leqslant |U_о|$ $I_с = I_{с.о}$, поэтому стоковая характеристика закрытого транзистора подобна обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового диода. Малое значение тока $I_{с.о}$ (единицы микроампер) не позволяет изобразить эту характеристику на рис. 24, *а* в соответствующем масштабе, практически она сливается с осью абсцисс. Резкое возрастание тока $I_с$ на этой характеристике объясняется электрическим пробоем *p-n* перехода сток — подложка.

Рассмотрим статическую стоковую характеристику открытого транзистора при $|U_з| > |U_о|$. При малых значениях $U_с$ ток стока изменяется прямо пропорционально изменениям данного напряжения (участок *АБ*, рис. 24, *а*). Наклон этого участка прямопропорционален величине $G_к$. В точке *Б* из-за заметного сужения стокового участка канала и уменьшения его общей проводимости намечается некоторое отклонение характеристики от прямой линии. На участке *БВ* существенное сужение стокового участка канала и значительное уменьшение его общей проводимости вызывают замедление роста тока $I_с$ с увеличением отрицательного напряжения $U_с$. В точке *В* выполняется равенство $U_{с.н} = U_з - U_о$, ток стока достигает величины $I_{с.н} \approx I_{к.н}$ и при дальнейшем увеличении $|U_с|$ согласно формуле (43) остается почти неизменным. При $U_{с.проб}$ возникает электрический пробой стокового *p-n* перехода и ток стока резко возрастает, замыкаясь через цепь подложки. При большем отрицательном напряжении затвора исходная проводимость канала $G_к$ согласно равенству (40) будет больше, поэтому и наклон начального (линейного) участка стоковой характеристики будет круче. В соответствии с фор-

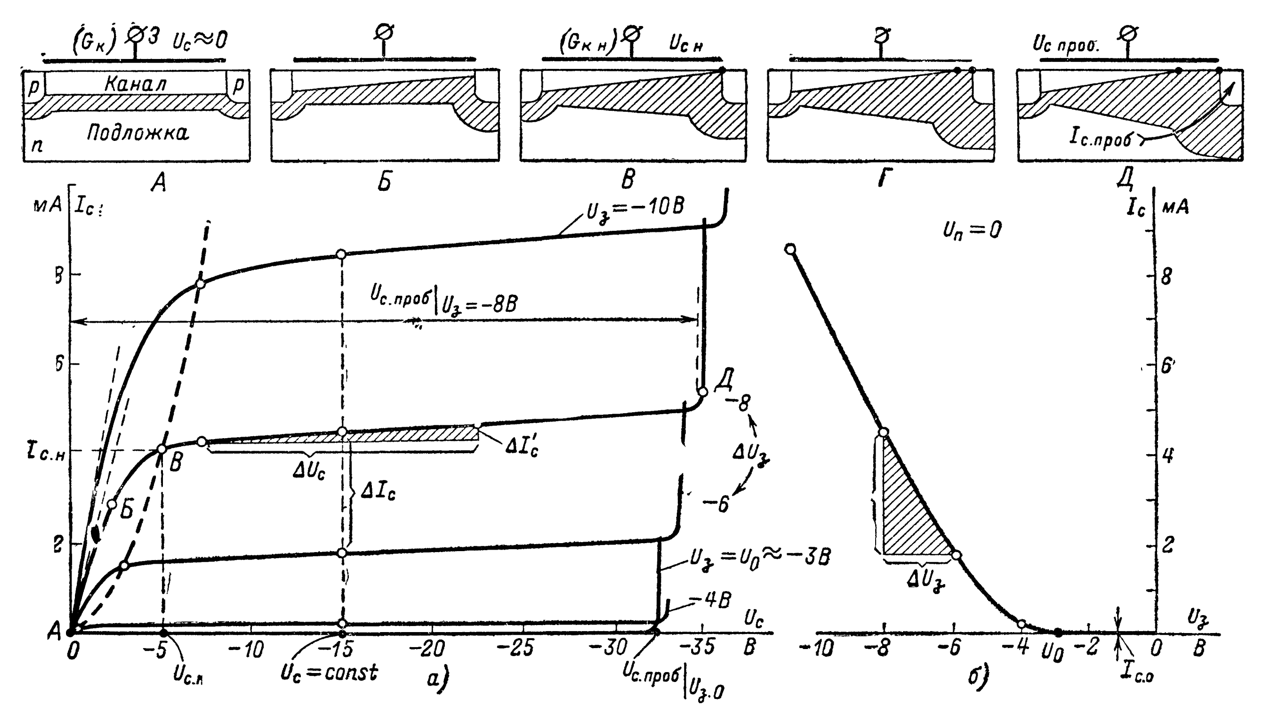


Рис. 24. Семейство статических стоковых (*а*) и стоко- затворных (*б*) характеристик МДП-транзистора с индуцированным каналом *р*-типа.

мулами (41), (42) будут бо́льшими и величины $|U_{с.н}|$ и $I_{к.н}$ (рис. 24, *а*).

Статическая стоко-затворная характеристика или характеристика управления $I_c = \varphi(U_з)$ при $U_c = \text{const}$ для режима насыщения показана на рис. 24, *б*. Ее можно построить по точкам, связывающим I_c с $U_з$ при $U_c = \text{const}$ (рис. 24, *а*). В силу того, что в режиме насыщения $I_c \approx I_{с.н} \approx I_{к.н}$, все статические характеристики управления практически сливаются в одну линию. Аналитическое выражение этой характеристики достаточно точно определяется формулой (42). Дифференцируя выражение (42) по $U_з$, получаем формулу для крутизны характеристики управления

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_з} \approx \frac{\partial I_{к.н}}{\partial U_з} = \frac{\partial \beta (U_з - U_0)^2}{2\partial U_з} =$$

$$= \beta |U_з - U_0| = \beta |U_{с.н}| = G_к = \frac{2I_{к.н}}{|U_{с.н}|}. \qquad (44)$$

Внутреннее (дифференциальное) сопротивление транзистора можно рассчитать, дифференцируя выражение (43) по U_c:

$$R_i = \frac{\partial U_c}{\partial I_c} \approx \frac{\partial U_c}{\partial I_к} = \frac{2l_к}{I_{к.н} d'_{n\,с.н}} \sqrt{\frac{U_c}{U_{с.н}}} =$$

$$= \frac{4l_к}{S d'_{n\,с.н}} \sqrt{\frac{U_c}{U^3_{с.н}}}. \qquad (45)$$

Крутизну $S \approx \Delta I_c / \Delta U_з$ при $U_c = \text{const}$ и дифференциальное сопротивление $R_i \approx \Delta U_c / \Delta I_c$ при $U_з = \text{const}$ можно определить по характеристикам (рис. 24, *а*, *б*).

Статический коэффициент усиления рассчитывается по формуле (31)

$$\mu = \left| \frac{\partial U_c}{\partial U_з} \right| = S R_i = \frac{4l_к}{d'_{n\,с.н}} \sqrt{\frac{U_c}{U^3_{с.н}}}. \qquad (46)$$

Аналогично рис. 19 составим физическую эквивалентную схему МДП-транзистора с индуцированным каналом, используя для этого модель прибора, представленную на рис. 25, *а*. На этой модели выделены элементы электрической цепи, объединенные в схему, которые определяют свойства транзистора по переменному току. Одни из этих элементов являются главными, определяющими, другие второстепенными, отражающими эффекты второго порядка. На рис. 25, *б* главные элементы изображены сплошными линиями, второстепенные — штриховыми. Каждому из этих элементов можно придать определенный физический смысл.

Рассмотрим главные элементы.

Зависимость тока стока от напряжения затвора (т. е. активные свойства транзистора) в эквивалентной схеме моделирует генератор тока $i_{г\sim} = S u_{з\sim}$, зашунтированный внутренним сопротивлением транзистора R_i,

Элемент $C_з$ — это емкость затвора, заряд которой определяет проводимость канала $G_к$ [см. рис. 22 и формулу (40)], а $R_{к.ср} \approx \approx R_к/2 = 1/(2\,G_к)$ — это сосредоточенный эквивалент распределенного сопротивления канала вдоль емкости затвора $C_з$ [см. формулу (33)]. Совместно они определяют инерционные свойства затвора — его постоянную времени $\tau_з = C_з R_{к.ср}$.

Элемент $C_{с.з} \approx C_з/2$ — это сосредоточенный эквивалент распределенной емкости затвора по сопротивлению канала, через которую осуществляется обратная связь затвора со стоком [см. формулу (38)]. В эту же емкость входят и внешние паразитные емкости между затвором и стоком.

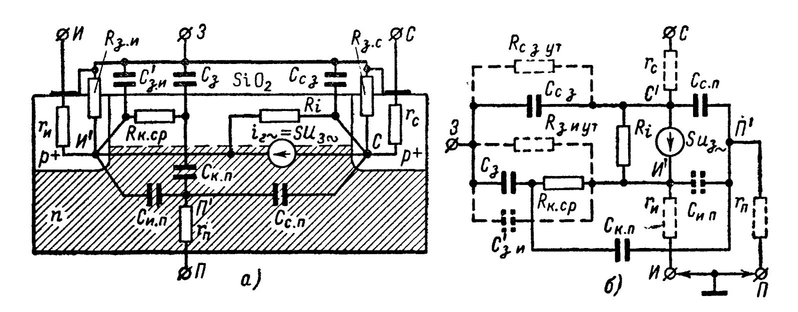


Рис. 25. Эквивалентная схема МДП-транзистора с индуцированным каналом для переменного тока.

Элемент $C_{к.п}$ — это емкость p-n перехода, разделяющего, индуцированный канал от подложки (обычно $C_{к.п} \gg C_з$).

Элемент $C_{с.п}$ — это емкость обратно включенного p-n перехода сток — подложка.

Второстепенными являются следующие элементы эквивалентной схемы:

$C'_{з.и}$ — паразитная междуэлектродная емкость затвор — исток (обычно она много меньше $C_з$);

$C_{и.п}$ — емкость p-n перехода исток — подложка. Эта емкость обычно много больше емкости $C_{с.п}$, так как p-n переход сток — подложка в рабочем режиме включен в обратном направлении;

$R_{с.з.ут}$ — сопротивление утечки между стоком и затвором, а $R_{з.и.ут}$ — сопротивление утечки между затвором и истоком. Так как затвор изолирован от канала слоем диэлектрика, эти сопротивления чрезвычайно велики, имеют порядок 10^{14} — 10^{15} Ом, поэтому их шунтирующим действием на емкости $C_{с.з}$ и $C'_{з.и}$ можно пренебречь;

$r_и$ и $r_с$ — это объемные сопротивления высоколегированных областей истока и стока. Малая протяженность и высокая удельная проводимость указанных областей обусловливают относительно малое их сопротивление (доли ома), поэтому их влиянием на работу схемы можно пренебречь;

$r_п$ — это объемное сопротивление подложки, которое также пренебрежимо мало, так как невысокая удельная проводимость подложки вполне компенсируется ее большим поперечным сечением.

В упрощенной эквивалентной схеме второстепенные элементы опускают. Обычно подложку транзистора соединяют с истоком (рис. 25, *б*), что позволяет осуществить некоторые дополнительные упрощения. В конечном итоге упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора с изолированным затвором и подложкой, соединенной с истоком (рис. 26), имеет вид полностью соответствующий эквивалентной схеме электронной лампы для высоких частот. На схеме рис. 26 обозначены емкости $C_{з.и}=C_з+C'_{з.и}\approx C_з$ (так как $C_{к.п}$, шунтирующая $R_{к.ср}$, много больше $C_з$); $C_{с.и}\approx C_{с.п}$ (так как $C_{и.п}\gg C_{с\ п}$).

Рассмотрим устройство и принцип действия **МДП-транзистора со встроенным каналом** (см. рис. 20, *б*). У транзистора этого типа канал, соединяющий исток со стоком, либо изготавливают технологическим путем, либо он возникает естественно из-за контактных явлений на границе полупроводника *p*-типа с диэлектриком (см. стр. 16). Так, например, если в качестве подложки использовать кремний с дырочной проводимостью, то сильно легированные *n*-области истока и стока будут соединены между собой естественным каналом в виде тонкого инверсного слоя с электронным типом проводимости, который возникает в месте контакта кремния *p*-типа с пленкой SiO_2 (см. рис. 9, *б*). Встроенный канал, созданный технологическим путем в виде тонкого слабо легированного полупроводникового слоя, объединяющего исток со стоком, может быть сделан как *n*-, так и *p*-типа.

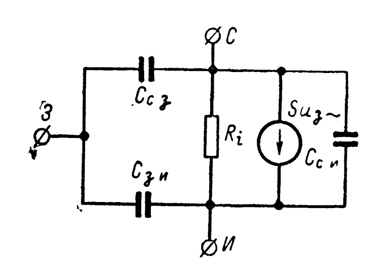


Рис. 26. Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора с индуцированным каналом для переменного тока.

Рассмотрим процессы, происходящие в канале *n*-типа. Допустим, что это естественный канал, имеющий начальную исходную проводимость $G_{к0}$ (рис. 27, *а*). В таком канале путь для тока стока открыт при нулевом напряжении затвора. Отрицательное напряжение, приложенное к затвору относительно истока и подложки, будет притягивать из подложки дырки и отталкивать из инверсного слоя электроны, т. е. будет вызывать обеднение канала основными носителями и уменьшение его общей проводимости. При некотором пороговом напряжении $U_0<0$, которое своим действием полностью компенсирует заряд поверхностных состояний и контактную разность потенциалов, естественный канал исчезает, что вызывает ликвидацию токопроводящего канала (рис. 27, *б*). При положительном напряжении затвора канал будет обогащаться основными носителями заряда (электронами) и его общая проводимость будет увеличиваться (рис. 27, *в*).

Все остальные процессы в канале ничем не отличаются от рассмотренных процессов, происходящих в индуцированном канале *p*-типа. Если в исходном состоянии канал открыт, то увеличение положительного напряжения стока вызывает увеличение тока стока и распределенного вдоль канала положительного напряжения $U_с>0$. При определенной величине напряжения стока $U_{с.н}=U_з-U_0$ про-

исходит полное обеднение и условное перекрытие стокового участка канала (рис. 27, *г*), т. е. наступает режим насыщения, при котором $I_{к.н} \approx U_{с.н} G_к/2$, где $G_к \approx \beta |U_з - U_0|$ — исходная проводимость канала. Эти соотношения полностью соответствуют формулам (41) и (42). Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным (естественным) каналом *n*-типа изображены на рис. 28.

При изготовлении встроенного канала технологическим путем обычно увеличиваются начальная проводимость канала $G_{к0}$ и отрицательное напряжение отсечки U_0. У транзисторов этого типа встроенный канал отделяется от подножки не индуцированным, а реаль-

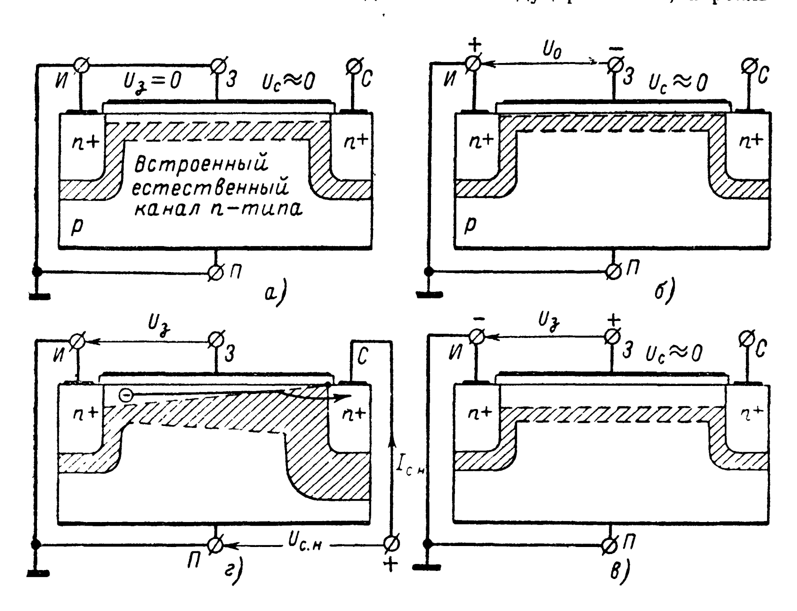


Рис. 27 Процессы, происходящие в МДП-транзисторе со встроенным естественным каналом *n*-типа.

ным *p-n* переходом (рис. 29, *а*). Отрицательное напряжение затвора индуцирует в канале обедненный поверхностный слой, который при определенном значении $U_з = U_0$ смыкается с расширяющимся *p-n* переходом канал — подложка, что в конечном итоге приводит к ликвидации токопроводящего канала (рис. 29, *б*).

Положительное напряжение затвора индуцирует в канале обогащенный поверхностный слой. Обогащение канала дополнительно приводит к его расширению за счет обедненного слоя *p-n* перехода канал — подложка (рис. 29, *в*). В результате общая проводимость канала увеличивается.

Если в исходном состоянии канал открыт, то увеличение положительного напряжения стока вызывает увеличение тока стока и распределенного вдоль канала напряжения $U_с > 0$. При определенной величине этого напряжения происходит смыкание индуцирован-

ного обедненного слоя с расширяющимся *p-n* переходом на стоковом участке канала (рис. 29, *г*), что приводит канал к режиму насыщения. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным технологическим каналом *n*-типа качественно не отличаются от характеристик, приведенных на рис. 28. Эквивалентные схемы МДП-транзисторов всех типов одинаковы и сводятся к рис. 25, *а*, *б* и 26.

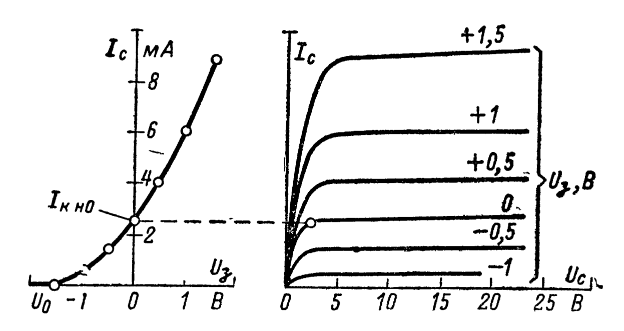


Рис. 28. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом.

Рис. 29. Процессы, происходящие в МДП-транзисторе со встроенным каналом *n*-типа, изготовленным технологическим путем.

В связи с трудностями технологического характера МДП-транзисторы с технологическим встроенным каналом в настоящее время пока не нашли широкого распространения.

У МДП-транзисторов всех типов потенциал подложки относительно истока оказывает заметное влияние на вольт-амперные характеристики и соответственно на параметры транзистора. Благодаря воздействию на проводимость канала подложка может выполнять функцию второго затвора. Несмотря на то, что управляющее действие подложки (второго затвора) относительно невелико, это свойство используется в ряде специальных схем. Напряжение на подложке относительно истока должно иметь такую полярность, чтобы *p-n* переход исток — подложка включался в обратном направлении. Одновременно это приводит к расширению индуцированного или встроенного *p-n* перехода канал — подложка, что соответственно вызывает уменьшение исходной проводимости и тока насыщения канала. Иными словами, *p-n* переход канал — подложка действует как затвор полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом. Для иллюстрации на рис. 30 приведены статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом для различных напряжений на подложке относительно истока и $U_с$ = const.

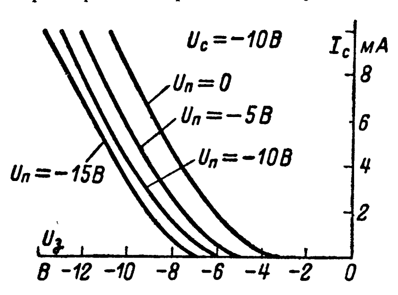


Рис. 30. Статические характеристики управления МДП-транзистора с индуцированным каналом для различных напряжений на подложке относительно истока и $U_с$ = const.

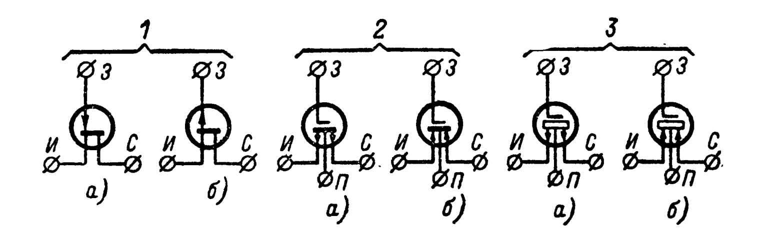


Рис. 31. Условные графические изображения полевых транзисторов.

1 — с управляющим *p-n* переходом; *2* — с индуцированным каналом; *3* — со встроенным каналом (*а* — канал *n*-типа; *б* — канал *p*-типа).

На рис. 31 показаны условные графические изображения полевых транзисторов различных типов, а в табл. 1 приведены их режимы работы и полярности электродных напряжений относительно электрода истока ($U_п$ — напряжение подложки).

Таблица 1

Тип полевого транзистора	Тип канала	Тип подложки	Режим	$U_з$	$U_о$	$U_с$	$U_п$
Транзисторы с управляющим *p-n* переходом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
	p	*n*	Обеднение	>0	>0	<0	$\geqslant 0$
МДП-транзистор с индуцированным каналом	*p*	*n*	Обогащение	<0	<0	<0	$\geqslant 0$
МДП-транзистор со встроенным естественным каналом	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
			Обогащение	>0			
МДП-транзистор с каналом, встроенным технологическим путем	*n*	*p*	Обеднение	<0	<0	>0	$\leqslant 0$
			Обогащение	>0			
	p	*n*	Обеднение	>0	>0	<0	$\geqslant 0$
			Обогащение	<0			

ЧАСТОТНЫЕ, ТЕМПЕРАТУРНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Быстродействие полевого транзистора ограничивается конечным значением пролетного времени носителей заряда вдоль канала $t_{пр} = l_к/v = l_к^2/(\mu U_с)$, где $v = \mu E = \mu U_с/l_к$ — скорость пролета основных носителей, а μ — их подвижность. Действие этого фактора начинает сказываться на частоте, на которой пролетное время становится соизмеримым с периодом высокочастотного сигнала. При этом изменение тока стока не успевает следовать за изменением управляющего напряжения затвора и динамическая крутизна полевого транзистора $S_д = I_{сm}/U_{сm}$ существенно уменьшается. Однако в реальных полевых транзисторах пролетное время оказывается пренебрежимо мало в сравнении с постоянной времени цепи затвора $t_{пр} \ll \tau_з$, поэтому

влиянием этого фактора всегда можно пренебречь, считая крутизну $S_д \approx S$ практически неизменной в пределах частот, ограничиваемых конечным временем перезаряда емкости затвора $\omega_з = 1/\tau_з$ (см. стр. 28).

Частотные свойства полевого транзистора, используемого в качестве усилительного элемента, принято оценивать коэффициентом,

$$\omega_{гр} = S/C_{вх} \approx S/C_з, \tag{47}$$

который по аналогии с электронными лампами можно назвать *коэффициентом широкополосности.*

Рассмотрим физический смысл этого коэффициента. На рис. 32, *а*, показана упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора, представленного в виде генератора тока $I_{гm} = SU_{зm}$, нагружен-

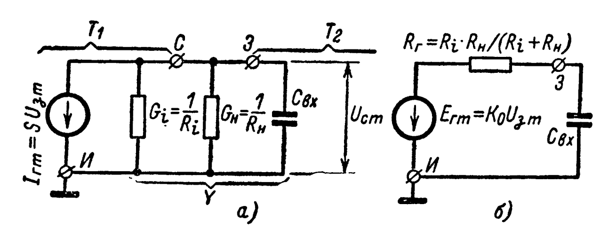


Рис. 32. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора с общим истоком, нагруженная на комплексную проводимость (*а*) и эквивалентная схема усилительного каскада (источника сигнала), представленная в виде генератора э. д. с. (*б*).

ного на эквивалентную комплексную проводимость $Y = G_i + G_н + j\omega C_{вх} = 1/Z$, где $G_i = 1/R_i$ — внутренняя проводимость полевого транзистора; $G_н = 1/R_н$ — активная нагрузка усилительного каскада; $j\omega C_{вх}$ — реактивная составляющая. Под $C_{вх} \approx C_з$ понимается входная емкость последующего каскада, собранного на таком же полевом транзисторе. Из схемы рис. 32, *а*, которая используется для наглядной иллюстрации шунтирующего действия входной (затворной) емкости полевого транзистора, удалены все элементы, не имеющие непосредственного отношения к определению граничной частоты $\omega_{гр}$. Применительно к данной схеме модуль коэффициента усиления сигнала по напряжению равен:

$$K = \frac{U_{с\,m}}{U_{з\,m}} = \frac{I_{г\,m}|Z|}{U_{з\,m}} = \frac{S_д}{\sqrt{(G_i + G_н)^2 + (\omega C_{вх})^2}}.$$

Как отмечалось, крутизна в пределах рассматриваемых частот остается неизменной, поэтому $S_д \approx S$, кроме этого на практике всегда выполняется неравенство $G_i \ll G_н$ (т. е. $R_i \gg R_н$), поэтому

$$K \approx S/\sqrt{G_н^2 + (\omega C_{вх})^2}. \tag{48}$$

Из выражения (48) следует, что с увеличением частоты ω коэффициент K уменьшается, так как сказывается шунтирующее дейст-

вие входной емкости транзистора последующего каскада. На относительно низкой частоте, на которой $G_н \gg \omega_0 C_{вх}$, получаем $K_0 \approx \approx S/G_н \gg 1$. На некоторой верхней частоте, на которой $G_н = \omega_в C_{вх}$, коэффициент усиления каскада по напряжению уменьшается в $\sqrt{2}$ раза, т. е.

$$K_в \approx S/(\omega_в C_{вх} \sqrt{2}) = S/(G_н \sqrt{2}) = K_0/\sqrt{2}. \qquad (49)$$

Используя соотношение (49), находим:

$$K_0 \omega_в = S/C_{вх}. \qquad (50)$$

Из выражения (50) следует, что верхняя частота усилителя зависит от его коэффициента усиления K_0. Чтобы выявить потенциальные частотные возможности самого полевого транзистора, полагают $G_н = S$, при этом $K_0 = 1$. Очевидно, верхняя (граничная) частота для этого частного случая согласно формуле (50) равна коэффициенту широкополосности полевого транзистора $1\omega_{гр} \approx S/C_{вх}$.

Для МДП-трнзистора, у которого $C_{вх} = 5$ пФ, $S = 5$ мА/В, граничная частота $f_{гр} = S/(2\pi C_{вх}) = 5 \cdot 10^{-3}/2\pi 5 \cdot 10^{-12} = 160$ МГц.

В реальной усилительной схеме верхняя частота $\omega_в$ получается значительно меньше $\omega_{гр} = 2\pi f_{гр}$ так как обычно $K_0 > 1$ (ибо $G_н < < S$), кроме того на схему влияют некоторые другие, опущенные нами, емкости. Тем не менее формула (47), учитывающая самый главный фактор, дает очень удобное и наглядное представление о высокочастотных свойствах и возможностях полевого транзистора независимо от параметров конкретной усилительной схемы.

Для определения частотных свойств конкретного усилителя на полевом транзисторе в эквивалентной схеме (рис. 32, *а*) преобразуем источник усиливаемого сигнала в генератор э. д. с. (рис. 32, *б*). В этой схеме предшествующий усилительный каскад (или любой другой источник усиливаемого сигнала), представленный в виде генератора э. д. с. $E_{гm} = I_{гm}/(G_i + G_н) = K_0 U_{зm}$ с внутренним сопротивлением $R_г = R_н R_i/(R_н + R_i)$, оказывается нагруженным на входную (затворную) емкость полевого транзистора последующего каскада. Из эквивалентной схемы на рис. 32, *б* следует, что частотные свойства такого усилителя, работающего от источника усиливаемого сигнала с внутренним сопротивлением $R_г$, практически определяются постоянной времени $\tau_в \approx R_г C_з$, откуда $\omega_в = 1/\tau_в \approx 1/(R_г C_з)$.

На работу усилителя в области высоких частот может оказать существенное влияние проходная емкость $C_{с.з}$, связывающая обратной связью входную цепь затвора с выходной цепью стока. При определенных условиях эта обратная связь может привести к самовозбуждению усилителя, поэтому высокочастотные полевые транзисторы должны обладать по возможности малой величиной $C_{с.з}$.

Температурная зависимость характеристик и параметров полевых транзисторов прежде всего определяется влиянием температуры на напряжение отсечки. С увеличением температуры уменьшается контактное напряжение $U_{кон}$, возникающее на границе соприкосновения двух сред с различным типом проводимости. Эта зависимость носит логарифмический характер. Однако в диапазоне рабочих температур, в котором обычно эксплуатируются полупроводниковые приборы, хорошее приближение дает линейная зависимость с температурным коэффициентом ТКН $\approx -2 \cdot 10^{-3}$ В/К для *p-n* перехода и ТКН $\approx$

$\approx -0{,}5\cdot 10^{-3}$ В/К для контактных явлений на границе раздела диэлектрик — полупроводник.

Для полевого транзистора с управляющим p-n переходом на основании формулы (17) получаем:

$$|U_о|\,|_{\Delta T} = h^2/a_n - \left(U_{кон} - 2\cdot 10^{-3}\,\Delta T\right) = |U_о| + 2\cdot 10^{-3}\,\Delta T, \quad (51)$$

где $\Delta T = T - 293$ — абсолютное изменение температуры прибора относительно комнатной (20° С); $2\cdot 10^{-3}$ В/К — *температурный коэффициент нестабильности напряжения отсечки.*

Для МДП-транзистора с индуцированным каналом каждое из слагаемых выражения (39) вносит температурную нестабильность: слагаемые $U_{п.с}$ и $U_{кон}$ вносят каждое температурную нестабильность, примерно равную $-0{,}5\cdot 10^{-3}$ В/К, а $U_{о.с}$ — примерно равную $-2\cdot 10^{-3}$ В/К, так как $U_{о.с}$ это напряжение выделяющееся на обедненном слое, разделяющем индуцированный канал от подложки, т. е. напряжение p-n перехода канал — подложка. Следовательно,

$$|U_о|\,|_{\Delta T} \approx A\,[(U_{п.с} + U_{кон} + U_{о.с}) - (0{,}5 + 0{,}5 + 2)\,10^{-3}\,\Delta T] =$$

$$= |U_о| - (1{,}5 \div 2)\cdot 3\cdot 10^{-3}\,\Delta T = |U_о| - (4{,}5 \div 6)\,10^{-3}\,\Delta T, \quad (52)$$

где $(4{,}5—6)\cdot 10^{-3}$ В/К — *температурный коэффициент нестабильности порогового напряжения* МДП-*транзистора.*

Из выражения (52) следует, что основной вклад в температурную нестабильность порогового напряжения МДП-транзистора с индуцированным каналом вносит напряжение $U_{о.с}$, выделяющееся на p-n переходе канал — подложка. Температурный коэффициент нестабильности напряжения отсечки МДП-транзистора зависит от толщины диэлектрического слоя, изолирующего затвор от канала (от коэффициента A), и у некоторых типов приборов может достигать значений до $10\cdot 10^{-3}$ В/К.

Нетрудно заметить, что с увеличением температуры уменьшение контактных напряжений при $U_з = \text{const}$ приводит к увеличению эффективного сечения канала. В полевом транзисторе с управляющим p-n переходом это происходит из-за уменьшения толщины управляющего p-n перехода [см. формулу (11)]. В МДП-транзисторе с индуцированным каналом это происходит из-за увеличения напряжения $|U_з - U_о|$, индуцирующего токопроводящий канал. Следовательно, данный фактор при указанных условиях способствует увеличению тока стока $I_с$.

Но с увеличением температуры уменьшается подвижность носителей электрических зарядов из-за сокращения их длины свободного побега. Эта зависимость в практически используемом диапазоне температур с довольно хорошим приближением выражается формулой

$$\mu\,|_{\Delta T} \approx \mu_о\,(T/T_о)^{-n} = \mu_о\,(293/T)^n, \quad (53)$$

где $T_о = 293$ К — комнатная температура; $\mu_о$ — подвижность электронов проводимости или дырок при комнатной температуре; n — коэффициент, примерно равный 1,5 для кремниевых транзисторов с управляющим p-n переходом и каналом n-типа, 2,0 для кремниевых транзисторов с управляющим p-n переходом и каналом p-типа,

1,0—2,0 для кремниевых МДП-транзисторов с индуцированным каналом.

На основании равенств (53) и (8) получаем:

$$g|_{\Delta T} = g_0 (293/T)^n, \qquad (54)$$

где g_0 — удельная проводимость примесного полупроводника при комнатной температуре.

Следовательно, удельная проводимость канала полевого транзистора с увеличением температуры уменьшается, а это способствует уменьшению тока стока. При определенном значении $U_{\text{з}t^\circ}$ происходит полная взаимная компенсация противоположно действующих факторов и тока стока $I_{\text{с.н}}$ оказывается практически независимым от температуры.

Формула (25б) с учетом соотношений (51) и (54) дает аналитическое выражение статической стоко-затворной характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом для любой температуры

$$I_{\text{к.н}} = I_{\text{к.н0}} \left(\frac{293}{T}\right)^n \left(1 - \frac{|U_\text{з}|}{|U_0| + 2\cdot 10^{-3}\Delta T}\right)^2.$$

После несложных преобразований и некоторых упрощений получаем:

$$I_{\text{к.н}} \approx I_{\text{к.н0}} \left(1 - \frac{|U_\text{з}|}{|U_0|}\right)^2 \left[\left(\frac{293}{T}\right)^n \left(1 + \frac{2\cdot 10^{-3}\,\Delta T}{|U_0| - |U_\text{з}|}\right)^2\right] \approx I_{\text{с.н}}. \qquad (55)$$

Температурная компенсация происходит в точке, в которой выражение в квадратных скобках оказывается равным единице. Решая это равенство относительно $|U_0| - |U_\text{з}|$ для случая $n \approx 2{,}0$, получаем $|U_0| - |U_\text{з}| \approx 293\cdot 2\cdot 10^{-3} \approx 0{,}6$ В. Следовательно, у полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом и каналом *p*-типа точка температурной компенсации тока стока отстоит от напряжения отсечки примерно на 0,6 В при любых значениях ΔT (рис. 33, *а*). Для случая $n \approx 1{,}5$ получается выражение $|U_0| - |U_\text{з}| \approx 293^{0,75}\cdot 2\cdot 10^{-3} \times \Delta T/\Delta T^{0,75}$, из которого следует, что у полевого транзистора с

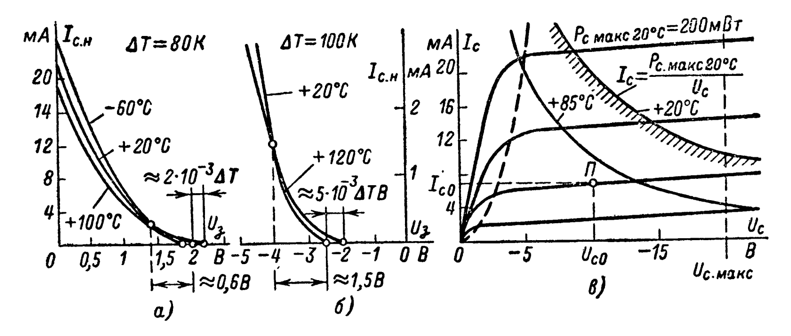


Рис. 33. Зависимость характеристик полевых транзисторов от температуры.

управляющим p-n переходом и каналом n-типа существует не точка, а некоторая небольшая область наилучшей температурной компенсации тока стока. В диапазоне рабочих температур центр этой области обычно отстоит от напряжения отсечки на 0,6—0,9 В. Формула (42) с учетом соотношений (40), (52) и (53) дает аналитическое выражение статической стоко-затворной характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом p-типа для любой температуры

$$I_{\text{к·н}} = \frac{\beta}{2}\left(\frac{293}{T}\right)^n (|U_з| - |U_0| + 4,5\cdot 10^{-3}\,\Delta T)^2 =$$

$$= \frac{\beta}{2}(|U_з| - |U_0|)^2 \left[\left(\frac{293}{T}\right)^{\frac{n}{2}} \left(1 + \frac{4,5\cdot 10^{-3}\,\Delta T}{|U_з| - |U_0|}\right)\right]^2. \qquad (56)$$

Приравнивая выражение в квадратных скобках единице, получаем точки температурной компенсации тока стока для конкретных значений ΔT. Решая это равенство относительно $|U_з|-|U_0|$, получаем $|U_з|-|U_0|=293^{n/2}\cdot 4,5\cdot 10^{-3}\cdot\Delta T/\Delta T^{n/2}$. Для реальных МДП-транзисторов в зависимости от величины температурного коэффициента нестабильности опорного напряжения и коэффициента n центр области наилучшей температурной компенсации тока стока оказывается смещенным относительно порогового напряжения на 0,8—3,9 В. Полагая в рассмотренном примере $n=2$, получаем $|U_з|-$ $-|U_0|\approx 293\cdot 4,5\cdot 10^{-3}\approx 1,4$ В (рис. 33, *б*).

Из рис. 33, *а*, *б* следует, что крутизна S с увеличением температуры уменьшается. Уменьшение тока стока с увеличением температуры обусловливает отсутствие в полевых транзисторах вредного явления самоперегрева, характерного для обычных транзисторов, у которых повышение температуры приводит к росту тока коллектора и к еще большему разогреву коллекторного перехода.

У полевого транзистора с управляющим p-n переходом при увеличении температуры резко возрастает ток затвора. Изменение тока затвора определяется температурной зависимостью тока обратно включенного p-n перехода, т. е.

$$I_з|_{\Delta T} \approx I_з\, 2^{\frac{\Delta T}{10}}. \qquad (57)$$

Изменение тока затвора в усилительных схемах при больших сопротивлениях $R_г$ приводит к изменению режима транзистора по постоянному току, что необходимо учитывать при расчете этих схем.

В МДП-транзисторах изменения температуры на ток затвора практически не влияют. Температура прибора зависит от выделяющейся в канале тепловой мощности $P_с=I_{с0}U_{с0}$ (где $I_{с0}$ и $U_{с0}$ — постоянные составляющие тока и напряжения стока) и условий охлаждения прибора, т. е. температуры окружающей среды t°_0, и так называемого теплового сопротивления R_t, характеризующего качество теплоотвода. Максимально допустимая мощность, рассеиваемая в канале полевого транзистора, определяется формулой, справедливой для всех полупроводниковых приборов

$$P_{\text{с·макс}} = \frac{t^\circ_{\text{п.макс}} - t^\circ_0}{R_t}, \qquad (58)$$

где $t^0_{п.макс}$ — максимально допустимая температура прибора (для кремниевых приборов 150° С); $\overset{\circ}{t}_0$ — температура окружающей среды; R_t — тепловое сопротивление, °С/Вт.

В справочниках обычно приводится максимально допустимая мощность при $\overset{\circ}{t}_0 = 20°$ С, т. е. $P_{с.макс\ 20°C}$. Из соотношения мощностей $P_{с.макс}/P_{с.макс\ 20°C}$, каждая из которых определяется выражением (58), получают расчетную формулу

$$P_{с.макс} = P_{с.макс\ 20°C} \frac{\overset{\circ}{t}_{п.макс} - \overset{\circ}{t}_0}{\overset{\circ}{t}_{п.макс} - 20° C}. \quad (59)$$

Из формулы (59) следует, что с повышением температуры окружающей среды $\overset{\circ}{t}_0$ максимально допустимая мощность транзистора уменьшается, так как при этом ухудшаются условия охлаждения прибора. На рис. 33, *в* приведены линии допустимой мощности $I_с = P_{с.макс}/|U_с|$ для двух различных температур. Режим работы транзистора по постоянному току нужно выбирать так, чтобы точка ($I_{с0}$ и $U_{с0}$) располагалась в области насыщения ниже линии допустимой мощности, так как в этом случае $P_с = U_{с0} I_{с0} < P_{с.макс}$.

Кремниевые полевые транзисторы могут успешно работать при $\overset{\circ}{t}_0 \leqslant 125°$ С. Нижний предел температуры для них практически неограничен, так как полевые транзисторы в отличие от обычных транзисторов сохраняют работоспособность даже при очень глубоком охлаждении (вплоть до —200° С). Полевые транзисторы отличаются также лучшей радиационной стойкостью, т. е. они оказываются менее чувствительны к воздействию проникающей радиации.

Шумы полевого транзистора определяются тремя основными составляющими: тепловой, избыточной (или $1/f$) и дробовой.

Как известно, тепловой шум вызывается хаотическим движением носителей заряда в проводящей среде, создающим флюктуации тока и напряжения. Для обычного сопротивления тепловой шум учитывают с помощью генератора тока $I^2_ш = 4kTG\Delta f$ (рис. 34, *а*) или генератора э. д. с. $U^2_ш = 4kTR\Delta f$ (рис. 34, *б*), где $I^2_ш$ и $U^2_ш$ — квадраты действующих значений шумового тока и напряжения (при выражении этих величин квадратами они оказываются пропорциональными мощности шумов); $G = 1/R$ — проводимость; k — постоянная Больцмана; T — температура по Кельвину; Δf — полоса частот, в пределах которой измеряется шум.

В полевом транзисторе источником теплового шума является сопротивление канала постоянному току. Считая проводимость канала в рабочем режиме примерно равной $G_{к.н} = G_к/2 = S/2$, получаем:

$$I^2_{ш.т} = 4kTS\Delta f/2. \quad (60)$$

На средних частотах транзистора этот источник шума является основным.

Избыточный или $1/f$-шум доминирует в области низких частот, его интенсивность возрастает примерно обратно пропорционально частоте (отсюда и происходит название $1/f$-шум). Источником $1/f$-шума являются произвольные локальные изменения электрических свойств материалов и их поверхностных состояний. У совре-

менных полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом $1/f$-шум превышает тепловой шум только на частотах меньших $f_н \approx \approx 0{,}1$ кГц, у МДП-транзисторов он более интенсивен и начинает заметно проявляться с частот порядка нескольких мегагерц ($f_н = = 1 \div 5$ МГц).

Учитывая низкочастотный $1/f$-шум совместно с тепловым, получаем выражение

$$I^2_{ш.т\,f} = I^2_ш \left(1 + f_н/f\right), \qquad (61)$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота, на которой $1/f$-шум равен тепловому.

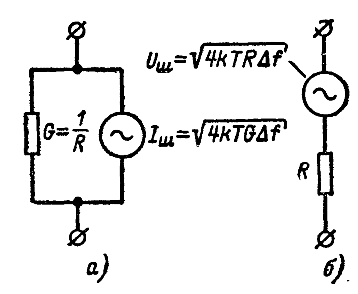


Рис. 34. Эквивалентная схема шумового сопротивления.

Источником дробового шума является ток утечки затвора, который также содержит шумовую составляющую:

$$I^2_{ш\,д} = 2eI_{з.ут}\,\Delta f, \qquad (62)$$

где $I_{з.ут} = 10^{-8} \div 10^{-15}$ А — ток утечки затвора. Протекая по сопротивлению канала, ток утечки добавляет свою шумовую составляющую к общим шумам транзистора. Но этот источник шума из-за малости $I_{з.ут}$ в полевых транзисторах всех видов не является преобладающим и его обычно не учитывают.

На относительно высоких частотах тепловая составляющая цепи стока через емкость обратной связи $C_{с.з}$ проникает в цепь затвора и усиливается транзистором вместе с сигналом, поэтому, как и в электронных лампах диапазона СВЧ, в полевом транзисторе в этой области частот имеется тенденция к нарастанию интенсивности шумов с увеличением частоты. Данный эффект заметно проявляется только на частотах превышающих $\omega_{гр}$ и поэтому важного практического значения не имеет.

На рис. 35, *а* показаны типовые зависимости спектральной плотности шумовых токов (т. е. шум, приходящийся на полосу $\Delta f = 1$ Гц) для полевых и обычных транзисторов, свидетельствующие о бесспорном преимуществе полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом по шумам в области низких частот. В области средних частот по шумам полевые транзисторы в сравнении с обычными не имеют существенных преимуществ.

Шумовые свойства полевого транзистора, как и электронной лампы, удобно оценивать с помощью *эквивалентного шумового сопротивления* $R_{ш.э}$, которое, будучи включенным в цепь затвора не-

шумящего (идеального) транзистора, своим шумовым напряжением $U^2_{ш.э}=4kTR_{ш.э}\Delta f$ возбуждает в цепи стока реальную шумовую составляющую $S^2U^2_{ш.э}=I^2_{ш.т}$. Для средних частот транзистора имеем $S^2 4kTR_{ш.э}\Delta f=4kTS\Delta f/2$. Отсюда $R_{ш.э}=0{,}5/S$ (это примерно в 4 раза меньше эквивалентного шумового сопротивления вакуумного триода с той же крутизной $R_{ш.э}=2{,}1/S_л$).

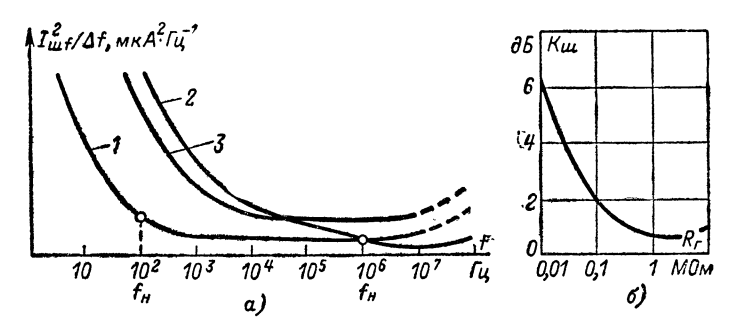


Рис. 35. Типовые зависимости спектральной плотности шумовых токов (*а*) и зависимость коэффициента шума полевого транзистора от внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала (*б*).

1 — для транзистора с управляющим *p-n* переходом; *2* — для транзистора с индуцированным каналом; *3* — для обычного транзистора.

В радиоэлектронике собственные (внутренние) шумы как усилительных устройств так и отдельных усилительных элементов принято оценивать с помощью коэффициента шума, выраженного в логарифмических единицах (децибелах):

$$K_ш = 10\lg\frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}} = $$

$$= 10\lg\frac{U^2_{с.вх}/U^2_{ш.вх}}{U^2_{с.вых}/U^2_{ш\ вых}} = 20\lg\frac{U_{с.вх}/U_{ш\ вх}}{U_{с.вых}/U_{ш.вых}}. \qquad (63)$$

Этот коэффициент характеризует ухудшение соотношения сигнал/шум на выходе усилительной схемы или усилительного элемента за счет собственных (внутренних) шумов устройства.

В выражении (63) $P_{ш.вх}$ (или $U_{ш.вх}$) — это шумы, которые создает на входе транзистора внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала $R_г$. Если источником сигнала является предшествующий усилительный каскад, то $R_г$ — примерно соответствует его сопротивлению нагрузки, т. е. $R_н$. Коэффициент $K_ш$ зависит от величины $R_г$ и имеет минимальное значение при $R_г$ в несколько мегом. На рис. 35, *б* показана зависимость $K_ш$ от $R_г$ Минимальное значение $K_ш$ для полевых транзисторов составляет порядка одной единицы децибел.

ПРОМЫШЛЕННЫЕ ОБРАЗЦЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Первоначально рассмотрим некоторые конструктивные варианты первых полевых транзисторов с управляющим *p-n* переходом.

Прежде всего к таким приборам следует отнести *текнетрон* — полевой транзистор цилиндрической конструкции (рис. 36, *а*). Его можно представить как тело вращения вокруг оси *x* обычного полевого транзистора с одним управляющим *p-n* переходом и тонким каналом (рис. 36, *б*). В текнетроне цилиндрический канал образуется одним *p-n* переходом, который при расширении сжимает канал со всех сторон. Принцип действия остается прежним, в сравнении с моделью рис. 11 изменяются лишь некоторые количественные соотношения. Достоинством текнетрона является то, что канал, ограниченный со всех боковых сторон *p-n* переходом, не соприкасается с поверхностью кристалла. Недостаток — относительно малая рассеиваемая мощность, так как в рабочем режиме сечение канала возле стока стягивается почти в точку.

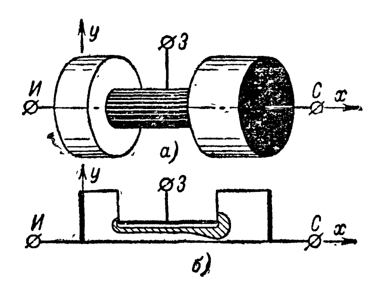


Рис. 36. Текнетрон.

Конструктивной разновидностью полевого транзистора с двумя *p-n* переходами является *алкатрон* (рис. 37, *а*). Его можно представить как тело вращения прибора, изображенного на рис. 37, *б* вокруг оси *y* проходящей через сток. Омический контакт стока выполняют в виде диска, расположенного в центре конструкции (рис. 37, *а*), а затвор и исток — в виде концентрических колец, окружающих сток. Второй затвор (нижний), выполняющий роль подложки, обычно соединяется с истоком. Главным достоинством алкатрона по сравнению с текнетроном является значительно большая рассеиваемая мощность, так как в рабочем режиме сечение канала вблизи стока стягивается не в точку, а в окружность довольно большой длины.

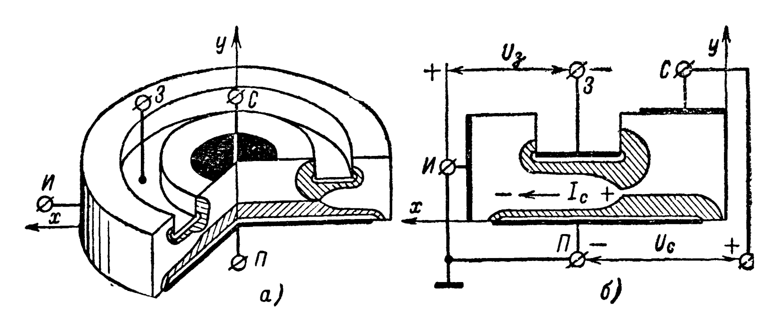


Рис. 37. Алкатрон.

В настоящее время при изготовлении полупроводниковых приборов обычно используется планарная технология, при которой полупроводниковый прибор создается путем ряда последовательных операций, осуществляемых в основном только над верхней поверхностью кристалла. По данной технологии выполнены все отечественные полевые транзисторы. К таковым относится кремниевый полевой транзистор с *p-n* переходом КП101. Он предназначается для работы во входных каскадах усилителей низкой частоты с малым уровнем шумов и других низкочастотных схемах, работающих от высокоомных источников сигналов. Габариты металлического корпуса транзистора КП101 и его цоколевка показаны на рис. 38, *а*. Этот транзистор характеризуется следующими основными параметрами: $U_{с\ макс}=10$ В; $I_з=(10\div50)10^{-9}$ А; $C_{вх}=12$ пФ. По основным параметрам транзисторы КП101 разбиваются на три подгруппы согласно табл. 2

Таблица 2

Тип и подгруппа прибора	$I_с$, мА при $U_з=0$ 1) $U_с=5$ В 2) $U_с=7$ В 3) $U_с=10$ В	S, мА/В при $U_з=0$ 1) $U_с=5$ В 2) $U_с=7$ В 3) $U_с=10$ В	U_0, В 1) при $I_с=1$ мкА 2) $I_с=10$ мкА 3) $I_с=20$ мкА	$R_к$, кОм 1) при $U_с=0{,}1$ В 2) $U_с=0{,}2$ В
КП101Г КП101Д КП101Е	1) $\approx 0{,}3$	1) $\geqslant 0{,}15$ $\geqslant 0{,}3$ $\geqslant 0{,}3$	1) $\leqslant 5$ $\leqslant 10$ $\leqslant 10$	—
КП102Е КП102Ж КП102И КП102К КП102Л	2) 0,18—0,55 0,4—1,0 0,7—1,8 1,3—3,0 2,4—6,0	2) 0,25—0,7 0,3—0,9 0,35—1,0 0,45—1,2 0,65—1,3	2) $\leqslant 2{,}8$ $\leqslant 4{,}0$ $\leqslant 5{,}5$ $\leqslant 7{,}5$ $\leqslant 10$	2) ≈ 3 $\leqslant 3$ $\leqslant 2$ < 2 ≈ 1
КП103Е КП103Ж КП103И КП103К КП103Л КП103М	3) 0,3—0,7 0,55—1,2 1,0—2,1 1,7—3,8 3,0—6,6 5,4—12	3) 0,4—1,8 0,7—2,1 0,8—2,6 1,4—3,5 1,8—3,8 2,0—4,4	3) 0,4—1,5 0,5—2,2 0,8—3,0 1,4—4,0 2,0—6,0 2,8—7,0	3) 0,55—2,5 0,48—1,4 0,39—1,25 0,285—0,7 0,265—0,55 0,23—0,5
2П302А 2П302Б 2П302В	2) 3—24 2) 18—43 3) $\geqslant 33$	2) $\geqslant 5$ $\geqslant 7$ —	2) $\leqslant 5$ $\leqslant 7$ $\leqslant 10$	2) — $\leqslant 150$ $\leqslant 100$

Кремниевый диффузионный полевой транзистор с *p-n* переходом КП102 предназначен для работы во входных каскадах низкой частоты и усилителей постоянного тока. Его кристалл представляет собой прямоугольную кремниевую пластинку (рис. 38, *б*). В теле кристалла, обладающего высокой электронной проводимостью, методом диффузии через квадратное окно специальной маски создают

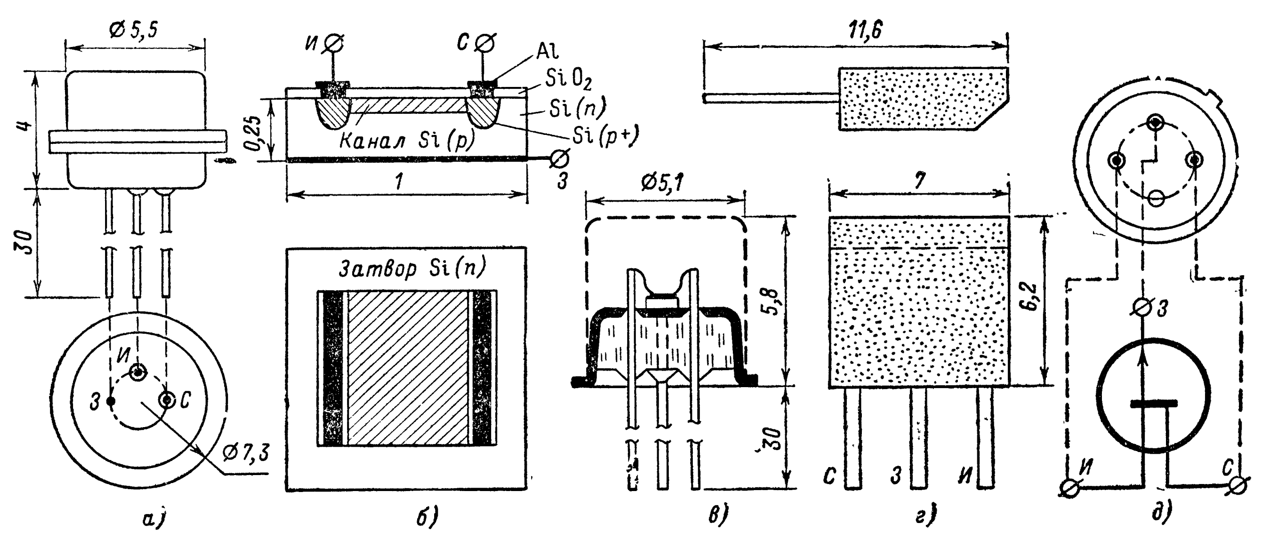


Рис. 38. Корпус и цоколевка транзистора КП101 (*а*). Кристалл транзистора КП102 (*б*). Корпус и цоколевка транзистора КП102 (*в*, *г*, *д*).

тонкую область (канал) с относительно слабо выраженной p-проводимостью. По краям канала через другую маску также методом диффузии создают более глубокие области с высокой концентрацией акцепторной примеси (p^+), являющиеся стоком и истоком канала. На эти участки наносится алюминий, создающий с полупроводником данного типа омические контакты стока и истока. Все открытые участки верхней грани кристалла покрываются тонкой защитной пленкой двуокиси кремния (SiO_2). Затвором является сам кристалл, нижняя грань которого в дальнейшем припаивается к корпусу так, чтобы в месте спая образовался омический контакт (рис. 38, *в*) В другом варианте транзистор КП102 выпускается в пластмассовом корпусе (рис. 38, *г*). Условное графическое изображение и цоколевка КП102 показаны на рис. 38, *д*.

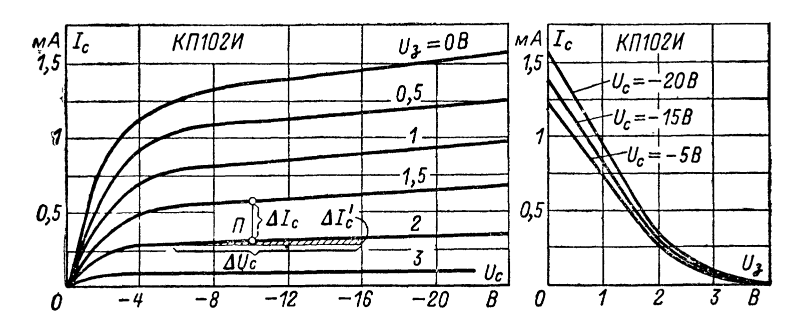


Рис. 39. Усредненные стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора КП102И.

Транзистор КП102 характеризуется следующими основными параметрами: $U_{с.макс}=-20$ В; $U_{проб}=|U_с|+U_з \geqslant 30$ В; $I_з \approx 1{,}5 \times 10^{-9}$ А; $C_{вх} \leqslant 10$ пФ; $C_{пр} \leqslant 5$ пФ; $f_{гр} \leqslant 3$ МГц.

По остальным параметрам транзисторы КП102 разбиваются на пять подгрупп (табл. 2).

На рис. 39 показаны усредненные стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора КП102И, а на рис. 40 приведены усредненные стоковые характеристики для всех его пяти подгрупп при $U_з=0$.

Транзисторы КП103 предназначены для работы во входных каскадах усилителей низкой частоты, усилителей постоянного тока и ключевых схемах. Этот транзистор в отличие от КП102 содержит не один, а пять параллельно соединенных каналов, причем каждый из них снабжен дополнительным (вторым) затвором $З_2$ (рис. 41, *а*, *б*). Вторые (верхние) затворы, способствующие сужению каналов, полностью перекрывают каналы по ширине и поэтому оказываются соединенными с основным (нижним) затвором $З_1$ в теле кристалла, нижняя грань которого припаивается к корпусу транзистора (рис. 38, *б*). По габаритам, внешнему виду, технологии изготовления и цоколевке транзистор КП103 ничем не отличается от транзистора КП102. Он характеризуется следующими основными параметрами: $U_{с.макс}=-15$ В; $U_{проб}=|U_с|+U_з \geqslant 20$ В; $I_з=20 \cdot 10^{-9}$ А; $C_{вх}=17$ пФ; $C_{пр}=8$ пФ; $C_{вых}=1$ пФ; $P_{с.макс}=120$ мВт.

По остальным параметрам транзисторы КП103 разбиваются на шесть подгрупп (табл. 2).

На рис. 42 показаны усредненные стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора КП103К, а на рис. 43 приведены стоковые характеристики для всех его шести подгрупп, соответствующие $U_з=0$.

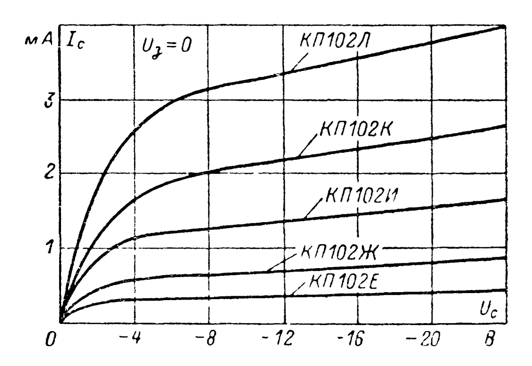


Рис. 40. Стоковые характеристики подгрупп транзистора КП102 при $U_з=0$

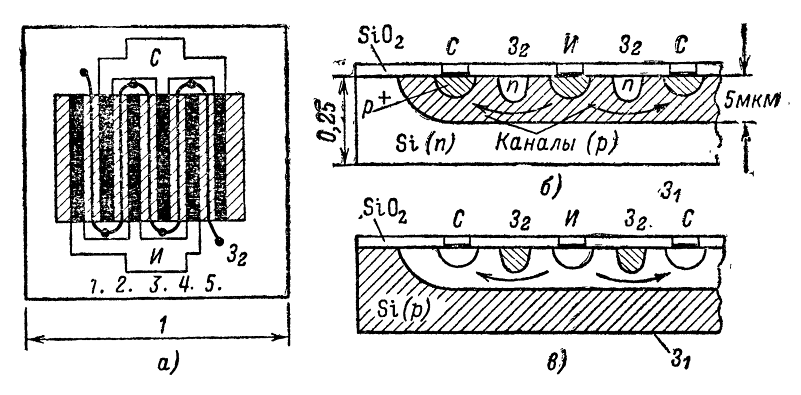


Рис. 41. Кристаллы транзисторов КП103 (*а*, *б*) и 2П302 (*в*).

Аналогичную конструкцию кристалла имеет транзистор 2П302 (рис. 41, *а*), но в отличие от транзистора КП103 у него каналы не *p*-, а *n*-типа (рис. 41, *в*). На рис. 44, показано крепление кристалла в корпусе и цоколевка 2П302. Затвор и корпус у этого транзистора имеют отдельные выводы.

Транзистор 2П302 характеризуется следующими основными параметрами: $U_{с.макс}=20$ В; $U_{проб}=U_с+|U_з|\geqslant 20$ В; $P_{с.макс}=$

$=300$ мВт; $C_{вх}=20$ пФ; $C_{пр}=8$ пФ; $f_{гр}\geqslant 30$ МГц; $I_з=1\cdot 10^{-8}$ А (при $|U_{з.и.макс}|=10$ В).

По остальным параметрам транзисторы 2П302 подразделяются на три подгруппы согласно табл. 2. Стоковые характеристики 2П302 для всех трех подгрупп приведены на рис. 45.

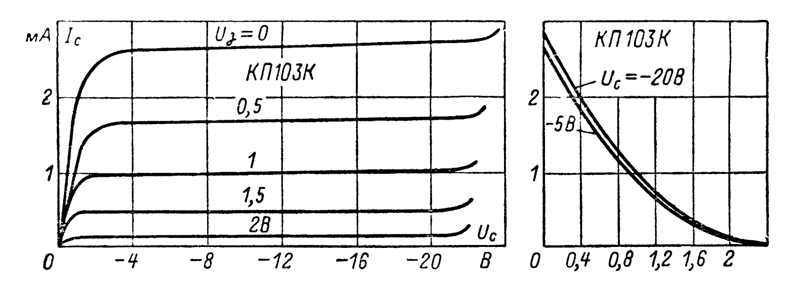


Рис. 42. Усредненные стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора КП103К.

Кремниевые МОП-транзисторы с индуцированным каналом *p*-типа 2П301Б предназначены для работы в усилительных схемах низкой, промежуточной и высокой частот, а также в детекторных, преобразовательных и ключевых схемах. На рис. 46, *а* показаны габариты металлического корпуса и цоколевка транзистора 2П301Б. Этот прибор характеризуется следующими основными параметрами: $U_{с.макс}=-20$ В; $U_{проб}=|U_c|+U_з\geqslant 30$ В; $I_з=3\times 10^{-10}$ А (при $U_c=0$ и $U_{з.и}=30$ В); $I_{с.макс}=15$ мА; $P_{с.макс}=200$ мВт; $C_{вх}\approx C_{вых}\approx 3{,}5$ пФ; $C_{пр}=0{,}7\div 1$ пФ; $U_0=4{,}2$ В (при $I_c=0{,}3$ мА); $K_ш\approx 9{,}5$ дБ. На рис. 46, *б* приведены усредненные стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора 2П301Б.

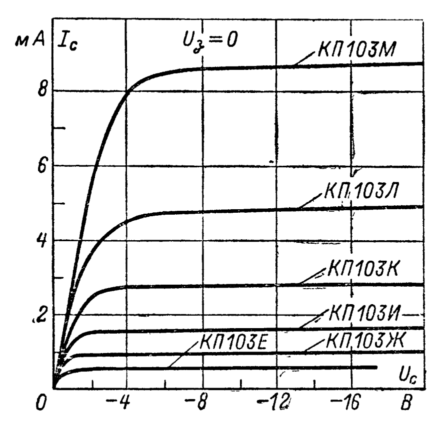


Рис. 43. Стоковые характеристики подгрупп транзистора КП103 при $U_з=0$.

Транзистор 2П350 является высокочастотным МДП-транзистором с индуцированным естественным встроенным каналом *n*-типа. Он представляет собой комбинацию двух обычных МДП-транзисторов, соединенных последовательно: сток C_1 первого (основного) транзистора непосредственно в теле кристалла соединяется с истоком $И_2$ второго (вспомогательного) транзистора (рис. 47). Подлож-

ка, обладающая проводимостью *p*-типа, с помощью металлизации соединяется с основным истоком *И*. Управляющий сигнал подается на первый (основной) затвор $З_1$. На второй (вспомогательный) затвор $З_2$ обычно подается только постоянное напряжение, которое

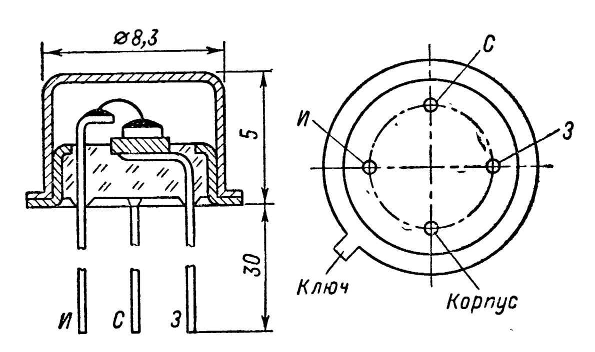


Рис. 44. Крепление кристалла в корпусе и цоколевка 2П302.

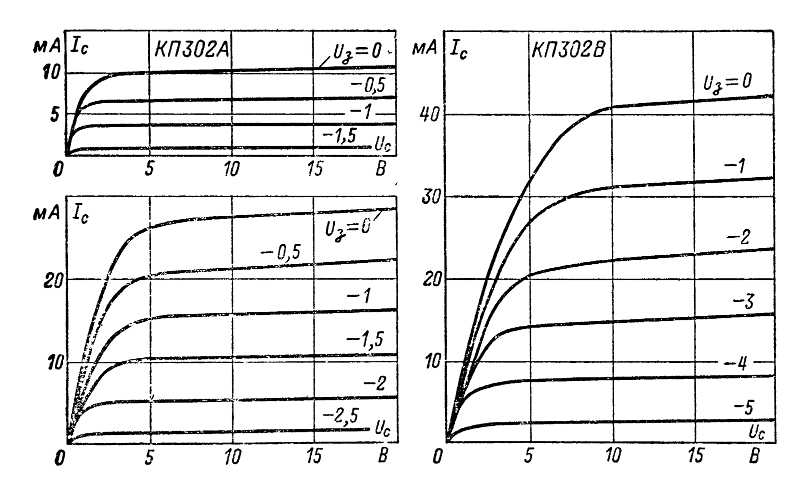


Рис. 45. Стоковые характеристики транзистора 2П302.

индуцирует во втором транзисторе токопроводящий канал. С помощью второго канала осуществляется развязка на высокой частоте управляющего затвора $З_1$ от стока *С*. Это достигается уменьшением проходной емкости $C_{пр}$, связывающей эти электроды, которая при данной конструкции транзистора составляет несколько сотых пикофарад, что и позволяет резко повысить высокочастотность прибора. Роль второго затвора $З_2$ аналогична роли экранирующей сетки пентода. При необходимости второй затвор (как и экранирующую сетку

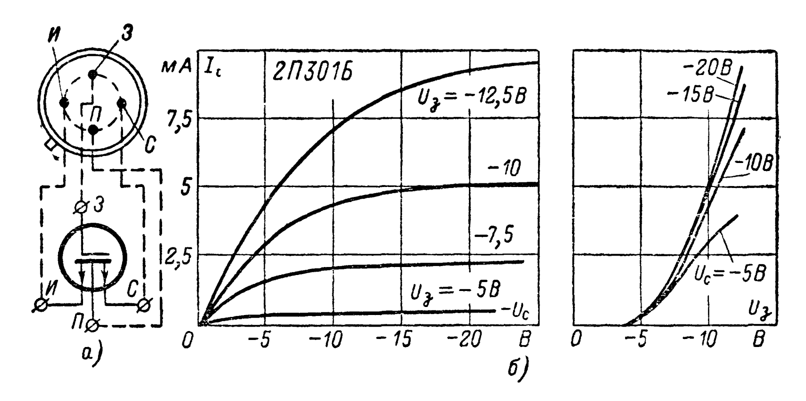


Рис. 46. Цоколевка транзистора 2П301Б (*а*), стоковые и стоко-затворные характеристики транзистора 2П301Б (*б*).

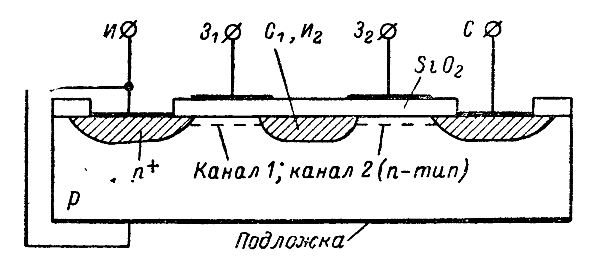


Рис. 47. Кристалл транзистора 2П350.

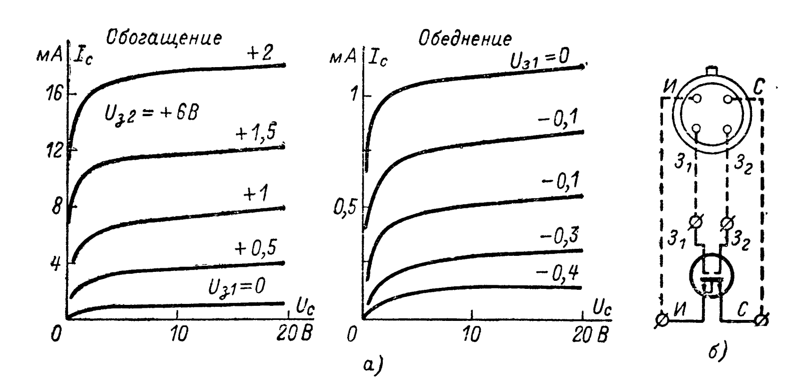


Рис. 48. Стоковые характеристики транзистора 2П350 (*а*), цоколевка транзистора 2П350 (*б*).

пентода) можно использовать в качестве второго управляющего электрода. Транзистор 2П350 характеризуется следующими основными параметрами: $U_{\text{с.макс}}=15$ В; $I_{\text{с.макс}}=30$ мА; $P_{\text{с.макс}}=200$ мВт; $S \geqslant 6$ мА/В; $U_{01} \leqslant 6$ В; $I_{з1}=5 \cdot 10^{-9}$ А; $C_{\text{вх}}=6$ пФ; $C_{\text{вых}}=6$ пФ; $C_{\text{пр}}=0{,}07$ пФ; $K_{\text{ш}}=6$ дБ (Все при $U_{з2и}=+6$ В). Транзистор рекомендуется использовать на частотах свыше 200 МГц.

Так как транзистор 2П350 в исходном состоянии содержит естественный встроенный (индуцированный контактными напряжениями) канал *n*-типа, то он может работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения. На рис. 48, *а* приведены его стоковые характеристики для этих режимов при $U_{з2и}=+6$ В, а на рис. 48, *б* показана его цоколевка.

В заключение следует отметить некоторые практические рекомендации при обращении с полевыми транзисторами:

1. Пайка выводов допускается на расстоянии не ближе 3—5 мм от корпуса, температура пайки не более +260° С в течение 3 с.

2. Поскольку входное сопротивление МДП-транзистора чрезвычайно велико, из-за электростатических потенциалов существует опасность необратимого пробоя диэлектрика затвора, поэтому все выводы полевого транзистора при хранении и монтаже необходимо замыкать между собой.

ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР КАК ПЕРЕМЕННЫЙ, ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫЙ РЕЗИСТОР

Из рис. 15, *а* и 24, *а* следует, что при относительно малых стоковых напряжениях (порядка $|U_{\text{с}}| \leqslant |U_{\text{с.н}}|/2$ открытые каналы полевых транзисторов ведут себя практически как линейные резисторы, проводимость которых зависит от напряжения затвора [см. формулы (28) и (44)]. При смене полярности стокового напряжения линейность сопротивления (или проводимости) не нарушается (рис. 49), но на величину обратного напряжения стока накладывается некоторое дополнительное условие. Для полевого транзистора с управляющим *р-n* переходом (без подложки) необходимо, чтобы $|U_{\text{с}}| \leqslant |U_{\text{з}}|$, иначе при воздействии обратного стокового напряжения участок управляющего *р-n* перехода возле стока окажется открытым и в стоковой цепи потечет значительный прямой ток $I_{\text{з}}$, нарушающий линейность резистора. Для полевых транзисторов с подложкой, соединенной с истоком, обратное стоковое напряжение не должно превышать 0,5 В. В противном случае через открывающийся *р-n* переход сток — подложка начинает протекать значительный прямой ток этого перехода, нарушающий линейность резистора.

Таким образом, при выполнении всех оговоренных условий полевой транзистор можно использовать в качестве *электрически управляемого линейного резистора* как для переменного, так и для постоянного тока. Этому свойству полевого транзистора нельзя найти аналогии среди других электронных приборов.

На рис. 50 приведены примерные зависимости $R_{\text{к}}=\varphi(U_{\text{з}})$ для различных подгрупп транзистора КП102. Произведем ориентировочную оценку диапазона регулировки сопротивления резистора, если его необходимо использовать при амплитуде переменного напряжения $U_m \leqslant 0{,}5$ В. Допустим в нашем распоряжении имеется полевой транзистор КП102Л, у которого $U_0 \approx 7$ В и $I_{\text{к.по}} \approx 3{,}5$ мА.

Из условия линейности резистора $2|U_c|=2U_m \leqslant |U_{с.н}|=U_0-U_з$, находим $U_{з\,макс}=U_0-2U_m=7-2\cdot0,5=6$ В. Из условия $|U_c|\leqslant|U_з|$ находим $U_{з.мин}=|U_c|=U_m=0,5$ В. По графику (рис. 50) или по формуле (28) определяем $R_{к.мин}\approx 1$ кОм, $R_{к\,макс}\approx 12$ кОм. При меньших значениях $U_m \leqslant 0,1$ В максимальное сопротивление управляемого резистора увеличивается до нескольких сотен килоом, т. е. примерно на один порядок.

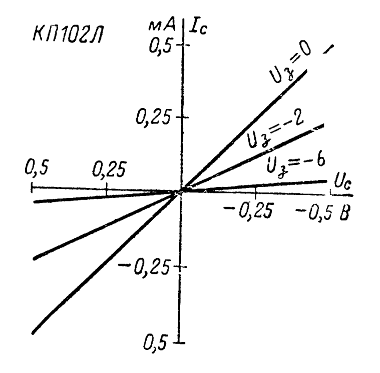


Рис. 49. Начальные участки стоковых характеристик полевого транзистора.

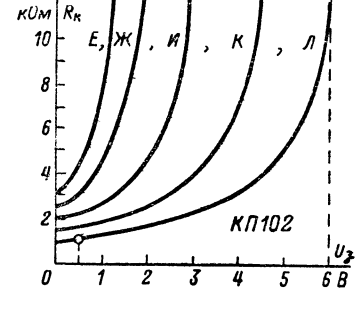


Рис. 50. Зависимость сопротивления канала от напряжения затвора для транзисторов типа КП102.

Полевой транзистор в качестве электрически управляемого резистора используется в схемах аттенюаторов, в управляемых *RC*-фильтрах, для осуществления автоматической регулировки усиления (АРУ) и в некоторых других специальных схемах.

На рис. 51 представлены простейшие схемы аттенюаторов с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) включением полевого транзистора относительно выхода. Коэффициент ослабления для схемы аттенюатора (рис. 51, *а*) $K=u_{вых\sim}/u_{вх\sim}=R_к/(R_к+R)$ и для схемы (рис. 51, *б*) $K=R/(R_к+R)$. При соответствующем выборе резистора R отношение $K_{макс}/K_{мин}\approx 100$.

Полевые транзисторы, используемые в качестве электрически управляемого резистора, позволяют создать низкочастотные *RC*-фильтры с регулируемыми граничными частотами. На рис. 52 приведены простейшие однозвенные *RC*-фильтры верхних (*а*) и нижних частот (*б*) с граничными частотами $\omega_{гр}=1/CR_к$. Изменяя сопротивление канала с помощью управляющего напряжения, можно в достаточно широких пределах изменять граничную частоту фильтров.

На рис. 53 показан активный полосовой *RC*-фильтр с регулируемой добротностью $Q=\omega_0/\Delta\omega$, где $\omega_0=1/RC$ — средняя частота фильтра; $\Delta\omega$ — его полоса пропускания. В этой схеме усилитель напряжения с коэффициентом усиления (передачи) K охвачен частотозависимой обратной связью через двойной *T*-образный мост, являющийся пассивным регулируемым полосовым *RC*-фильтром, у ко-

торого R — активное сопротивление плеча, а R' — активное сопротивление диагонали моста (рис. 53).

При отношении $R/R'=M=2$ номинальное значение добротности оказывается равной $Q_{\text{ном}}=(K+1)/4$. При этом на средней частоте фильтра ω_0 обратная связь практически отсутствует и коэффициент

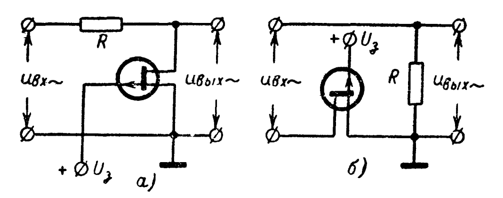


Рис. 51. Аттенюаторы с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) включением полевого транзистора.

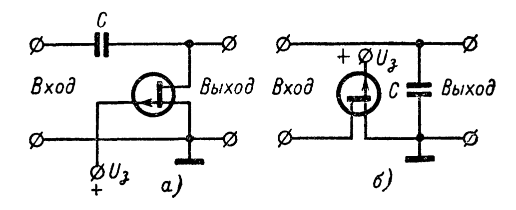


Рис. 52. Однозвенные RC-фильтры верхних (*а*) и нижних (*б*) частот.

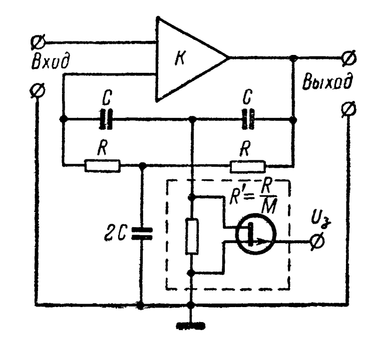


Рис. 53. Активный полосовой RC-фильтр с регулируемой добротностью.

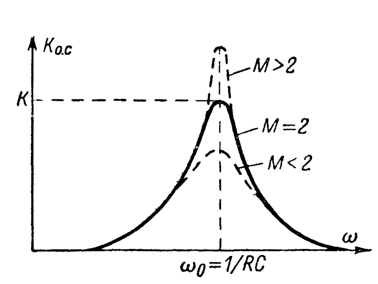


Рис. 54. Характеристика передачи активного полосового RC-фильтра с регулируемой добротностью.

передачи фильтра оказывается равным K. При отклонении от этой частоты проявляется действие обратной отрицательной связи и коэффициент передачи активного RC-фильтра уменьшается $K_{\text{о.с}}<K$ (рис. 54). Изменяя с помощью полевого транзистора величину $R'=R/M$ (т. е. изменяя коэффициент $M\gtrless 2$), можно регулировать ве-

личину добротности фильтра в широких пределах в обе стороны от номинального значения (см. рис. 54). При этом $\Delta Q/\Delta M \approx Q^2/4$.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Полевой транзистор, как и любой другой активный электронный прибор с тремя выводами, может быть включен в усилительную схему тремя различными способами. В зависимости от того, какой из электродов полевого транзистора является общим по переменному

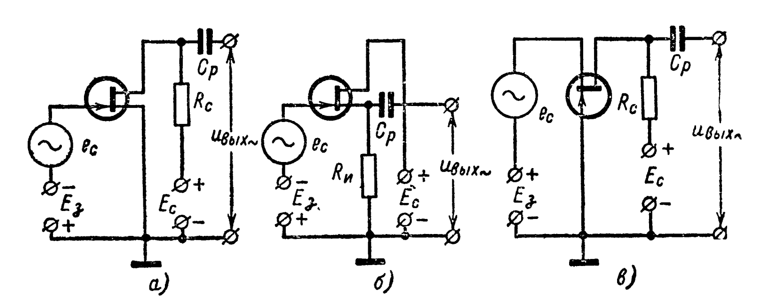


Рис. 55. Схемы включения полевого транзистора.

а — схема с общим истоком; *б* — схема с общим стоком; *в* — схема с общим затвором.

току для входной и выходной цепей усилителя, различают *схему с общим истоком* (ОИ, рис. 55, *а*), *схему с общим стоком* (ОС), называемую истоковым повторителем (рис. 55, *б*) и *схему с общим затвором* (ОЗ, рис. 55, *в*), которая на практике используется очень редко. Основной схемой включения полевого транзистора является схема с ОИ. Эта схема аналогична схеме включения электронной лампы с общим катодом (ОК) и схеме включения обычного транзистора с общим эмиттером (ОЭ).

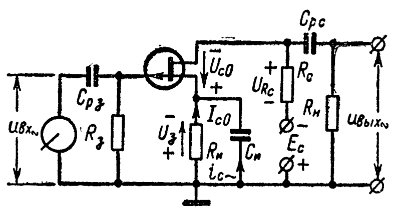


Рис. 56. Схема усилителя низкой частоты с автоматическим смещением.

При усилении сигналов полевым транзистором, аналогично тому как это делается в транзисторных и ламповых схемах, в выходной (стоковой) цепи необходимо установить ток покоя I_{c0} с помощью источника питания стоковой цепи E_c и некоторого постоянного напряжения смещения на затворе относительно истока $U_{з0}$. Величины и полярность этого напряжения определяются типом полевого транзистора и выбранным для работы режимом по постоянному току. Полярности рабочих напряжений, подводимых к электродам различных типов полевых транзисторов, указаны в табл. 1.

Питание рабочей схемы усилителя как правило осуществляют от одного источника питания E_c. На рис. 56 показана **схема усили-**

теля низкой частоты с автоматическим смещением. В этой схеме, как и в ламповой схеме с ОК, постоянное напряжение, выделяющееся на резисторе $R_и$, обеспечивает требуемое смещение $U_{з0}=I_{c0}R_и$. Чтобы на этом сопротивлении не выделялось переменное напряжение, переменная составляющая тока стока $i_{c\sim}$ закорачивается конденсатором $C_и$, емкость которого выбирается из условия $C_и \gg$

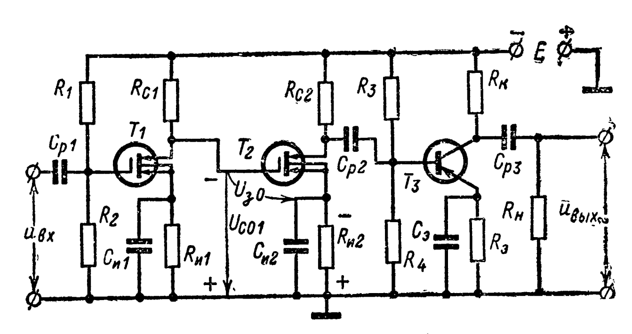


Рис. 57. Схема усилителя напряжения на МДП-транзисторе с питанием от одного источника.

$\gg 1/R_и\omega_н$, где $\omega_н$ — наименьшая из частот усиливаемого сигнала. Одновременно $R_и$ улучшает стабильность выбранного режима транзистора по постоянному току (стабилизирует величину I_{c0}), так как оно обеспечивает (по постоянному току) обратную отрицательную связь. Сопротивление $R_н$ — это по существу входное сопротивление последующего каскада. Обычно $R_c \ll R_н \approx R_з$, где $R_з$ — относительно большое (несколько мегом) сопротивление, служащее для передачи потенциала смещения на затвор и отвода постоянной составляющей тока затвора. Поэтому в данной схеме, как и в большинстве ламповых схем, сопротивление нагрузки стока для постоянного и и переменного токов можно считать примерно одинаковым $R_{c\sim} = R_cR_н/(R_c+R_н) \approx R_c$. Указанный на рис. 56 способ питания полевого транзистора от одного источника питания не пригоден для МДП-транзисторов с индуцированным каналом, так как у них полярность стокового и затворного питающих напряжений имеет один и тот же знак (см. табл. 1). Питание этих транзисторов от одного источника питания обычно осуществляют с помощью делителя напряжения R_1 и R_2, как это делается для обычных транзисторов (рис. 57). При этом имеется возможность осуществления непосредственной связи МДП-транзисторов в многокаскадном усилителе без разделительных конденсаторов C_p. Смещение последующего транзистора T_2 обеспечивается напряжением стока предыдущего T_1. Цепочка $R_{и1}$ и $C_{и1}$ выполняет только функцию стабилизации режима транзистора по постоянному току и в принципе может отсутствовать. Цепочка $R_{и2}$ и $C_{и2}$ кроме этого обеспечивает уменьшение напряжения смещения второго транзистора до требуемой величины $U_{з02}=U_{c01}+I_{c02}R_{и2}$, где $U_{c01}<0$ (рис. 57). В многокаскадных усилителях полевые транзисторы могут сочетаться с обычными транзисторами (рис. 57) или с электронными лампами.

Полевые транзисторы прежде всего целесообразно использовать для предварительного усиления слабых сигналов, поступающих из приемной антенны или снимаемых с высокоомных датчиков таких, как фотоэлементы и фотоумножители, ионизационные камеры, пьезокристаллы и др.

При конструировании усилителей всегда следует помнить о том, что стоко-затворная характеристика (характеристика управления) у полевых транзисторов всех типов носит отчетливо выраженный нелинейный (квадратичный) характер [см. формулы (25б) и (42)]. Поэтому в процессе усиления сигналов с относительно большими амплитудами такой усилитель будет вносить заметные нелинейные искажения. При воздействии на вход нелинейного усилительного каскада сигнала синусоидальной формы $u_{вх\sim}=u_{з\sim}=U_{зm}\sin\omega_с t$ на его выходе кроме усиленного гармонического сигнала появятся всевозможные гармоники.

Считая стоко-затворную характеристику полевого транзистора строго квадратичной, найдем выражение выходного сигнала при входном сигнале синусоидальной формы

$$u_{вых\sim}=u_{с\sim}=-Ku_{з\sim}\approx-SR_с U_{з\,m}\sin\omega_с t=$$

$$=-(S_0+\Delta S)R_с U_{з\,m}\sin\omega_с t,$$

где $\omega_с$ — круговая частота сигнала; S_0 — крутизна в рабочей точке; $\Delta S=\frac{dS}{dU_з}u_{з\sim}=S'u_{з\sim}$ — приращение крутизны под воздействием напряжения сигнала; $S'=\frac{d^2I_с}{dU_з^2}$ — первая производная крутизны и вторая производная функции $I_с=\varphi(U_з)$ по напряжению затвора. В силу квадратичности функции $I_с=\varphi(U_з)$ первая производная крутизны по напряжению затвора является величиной постоянной $S'=\text{const}$, а вторая производная $S''=\frac{d^2S}{dU_з^2}=\frac{d^3I_с}{dU_з^3}=0$ обращается в нуль. Следовательно,

$$u_{с\sim}=-(S_0+S'U_{з\,m}\sin\omega_с t)R_с U_{з\,m}\sin\omega_с t=$$

$$=-S_0R_сU_{з\,m}\sin\omega_с t-0{,}5S'R_сU_{з\,m}^2+0{,}5S'R_сU_{з\,m}^2\cos 2\omega_с t,$$

где $S_0R_сU_{зm}\sin\omega_с t=U_{сm}\sin\omega_с t$ — усиленный гармонический сигнал в цепи стока; $0{,}5S'R_сU_{зm}^2$ — член, характеризующий изменение постоянной составляющей стокового напряжения; $0{,}5S'R_сU_{зm}^2\cos^2\omega_с t=$ $=U_{сm2}\cos 2\omega_с t$ — вторая гармоническая составляющая, появившаяся в результате нелинейного искажения; другие гармонические составляющие практически отсутствуют.

Нелинейные искажения принято оценивать коэффициентом нелинейных искажений

$$K_{н.и}=\sqrt{\frac{U_{m2}^2+U_{m3}^2+\cdots}{U_{m1}^2}}.$$

где U_{m2}, U_{m3}, ... — амплитуды второй, третьей и т. д. гармонических составляющих, появившиеся в результате нелинейных искажений; U_{m1} — амплитуда первой гармоники, т. е. амплитуда самого усиленного сигнала.

Учитывая, что у полевого транзистора в обычном режиме нелинейные искажения в основном определяются второй гармоникой, получаем выражение для коэффициента нелинейных искажений

$$K_{\text{н.и}} = \sqrt{\frac{U^2_{\text{с}\,m2}}{U^2_{\text{с}m}}} = \frac{0{,}5S'\,R_{\text{с}}\,U^2_{\text{з}\,m}}{S_0\,R_{\text{с}}\,U_{\text{з}\,m}} = \frac{S'U_{\text{з}\,m}}{2S_0}.$$

Из полученного выражения следует, что нелинейные искажения, создаваемые полевым транзистором, находятся в прямой пропорциональной зависимости от $U_{\text{з}m}$ и при относительно большой амплитуде усиливаемого сигнала могут быть значительными. Это несомненно является недостатком полевых транзисторов в сравнении с другими усилительными приборами, у которых на динамических характеристиках управления имеются достаточно большие почти прямолинейные участки.

Произведем ориентировочный расчет предварительного усилителя низкой частоты на транзисторе КП102И, работающего от пьезокристаллического звукоснимателя, у которого $e_{\text{с}m}=0{,}2$ В и внутреннее сопротивление $R_{i\text{с}}=5$ кОм$\ll R_{\text{з}}$, откуда $U_{\text{вх}m}=e_{\text{с}m}R_{\text{з}}/(R_{\text{з}}+$ $+R_{i\text{с}})\approx e_{\text{с}m}=0{,}2$ В (рис. 56). На рис. 39 приведено семейство статических стоковых характеристик данного транзистора, по которым можно рационально выбрать режим работы транзистора по постоянному току: $U_{\text{с}0}=-10$ В; $I_{\text{с}0}=0{,}3$ мА; при этом $U_{\text{з}0}=2$ В (точка П на рис. 39).

Полагаем $E_{\text{с}}=-U_{\text{с.макс}}=20$ В. Находим $R_{\text{и}}=U_{\text{з}0}/I_{\text{с}0}=2/0{,}3=$ $=6{,}7$ кОм. Согласно второму закону Кирхгофа получаем уравнение

$$E_{\text{с}} = -U_{\text{с}0} + I_{\text{с}0}\,(R_{\text{и}} + R_{\text{с}}).$$

Решая его относительно $R_{\text{с}}$, получаем:

$$R_{\text{с}} = (E_{\text{с}} + U_{\text{с}0})/I_{\text{с}0} - R_{\text{и}} = (20-10)/0{,}3 - 6{,}7 = 27{,}5\ \text{кОм}.$$

Определив в районе точки покоя величины $S=\Delta I_{\text{с}}/\Delta U_{\text{з}}=$ $=0{,}25/0{,}5=0{,}5$ мА/В и $R_i=\Delta U_{\text{с}}/\Delta I'_{\text{с}}=10/0{,}05=200$ кОм (см. рис. 39), находим:

$$K = U_{\text{вых}\,m}/U_{\text{вх}\,m} = SR_{\text{с}} = 0{,}5\cdot 27{,}5 \approx 14,$$

откуда $U_{\text{вых}m}=KU_{\text{вх}m}=14\cdot 0{,}2=2{,}8$ В.

При решении этой задачи с помощью обычного транзистора, обладающего относительно малым входным сопротивлением (0,5 кОм), конечный результат предварительного усиления получается хуже. Высокое входное сопротивление полевого транзистора позволяет его успешно использовать в схемах электронных гальванометров и высокоомных вольтметрах.

Простейшая схема электронного высокоомного вольтметра приведена на рис. 58. В этой схеме полевой транзистор используется в качестве истокового повторителя, обладающего чрезвычайно высоким входным сопротивлением. Измерительный прибор со шкалой до 100 мкА включается в диагональ сбалансированного потенциометром R_1 моста. Полевой транзистор в исходном состоянии (при закороченном входе) подбором резисторов R_2 и R_3, обеспечивающих требуемое смещение, ставится в режим температурной компенсации ($U_{з0}=U_0$—0,6 В, см. рис. 33, *а*). Резистор R_5 предохраняет полевой транзистор от перегрузок. Измеряемое напряжение, выделяющееся на калиброванном резисторе $R_6=1$ МОм, управляет полевым транзистором и вызывает разбалансировку моста. Измерительный прибор можно проградуировать по напряжению, падающему на R_6 (высокоомный вольтметр), или по току, протекающему по R_6 (в этом случае прибор используется как гальванометр для измерения слабых токов).

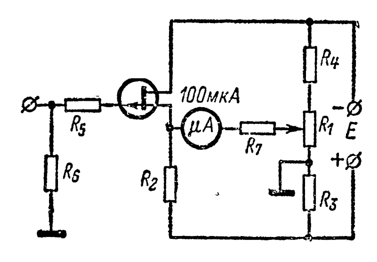


Рис. 58. Схема электронного высокоомного вольтметра на полевом транзисторе.

На рис. 59 показана **схема чувствительного электронного гальванометра,** собранного по балансной схеме на двух транзисторах КП102. Стрелочный микроамперметр типа М-24 со шкалой 100 мкА включен в диагональ сбалансированного моста между истоками транзисторов. Баланс моста осуществляется потенциометром R_8. Резистор R_4 предохраняет транзистор T_1 от перегрузок, кроме этого совместно с конденсатором C_1 он служит для подавления наводок переменного тока. С помощью резистора R_6 осуществляется компенсация отрицательного смещения за счет собственного тока

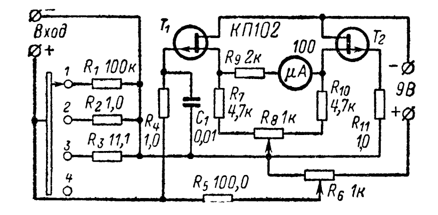


Рис. 59. Балансная схема чувствительного электронного гальванометра на полевых транзисторах.

затвора. С помощью сменных резисторов на входе изменяются пределы измерения токов: R_1 (0—10 мкА); R_2 (0—1 мкА); R_3 (0—100 нА). При отсутствии входного резистора — 0—10 мА.

На рис. 60 приведена простейшая **схема высокочастотного усилителя** на полевом транзисторе 2П301Б. Источником усиливаемого сигнала является связанный с антенной настраиваемый входной контур *1*, а нагрузкой — настраиваемый выходной контур *2*. Резистор $R_и$ вносит отрицательную обратную связь, что улучшает устойчивость усилителя. В сочетании с полевым транзистором T_2 этот эле-

мент может быть использован для осуществления автоматической регулировки усиления (АРУ). По такой же схеме можно построить и усилитель промежуточной частоты. Для усилителя ультракоротковолнового диапазона лучше использовать транзистор 2П350.

Полевые транзисторы в схемах высокой и промежуточной частоты создают значительно меньшие (в сравнении с другими приборами) нелинейные и перекрестные искажения усиливаемых радиосигналов. Так, например, коэффициент нелинейных искажений огибающей амплитудно-модулированного радиосигнала определяется выражением

$$K^*_{\text{н.и}} = A \frac{S''}{S} U^2_{\text{п}\,m}, \qquad (64)$$

где A — коэффициент пропорциональности; $U_{\text{с}m}$ — амплитуда огибающей сигнала; S — крутизна; S'' — вторая производная по крутизне характеристики управления усилительного прибора. При квадратичной стоко-затворной характеристике полевого транзистора $S'' \approx 0$ и $K^*_{\text{н.и}} \approx 0$. Если на вход усилительного элемента совместно с усиливаемым сигналом попадает помеха (например, сигнал от соседней станции), то при определенной нелинейности усилительного элемента возникает так называемая перекрестная модуляция и на полезный сигнал накладывается модуляция мешающей станции. Степень перекрестной модуляции оценивается коэффициентов перекрестных искажений

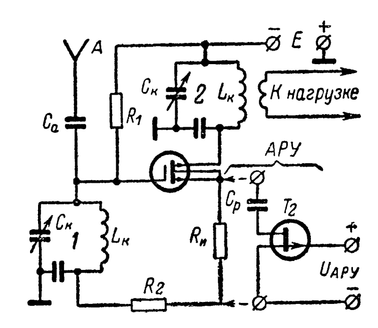


Рис. 60. Схема высокочастотного усилителя с АРУ.

$$K_{\text{п.и}} = B \frac{S''}{S} U^2_{\text{п}\,m}, \qquad (65)$$

где B — коэффициент пропорциональности; $U_{\text{п}m}$ — амплитуда сигнала помехи. Как и в предыдущем случае, для полевого транзистора $S'' \approx 0$ и $K_{\text{п.и}} \approx 0$.

На рис. 60 полевой транзистор с управляющим переходом используется в схеме АРУ. Он через разделительный конденсатор $C_{\text{р}}$ подключается параллельно сопротивлению обратной связи $R_{\text{и}}$. Следовательно, сопротивление обратной связи для переменного тока оказывается равным $R'_{\text{и}} = R_{\text{и}} R_{\text{к}} / (R_{\text{и}} + R_{\text{к}})$. При условии $R_{\text{и}} \gg R_{\text{к0}}$ диапазон изменения этого сопротивления оказывается достаточно большим, примерно от $R_{\text{и}}$ (при $U_{\text{з}} = U_0$) до $R_{\text{к0}}$ (при $U_{\text{з}} = 0$).

Как известно, коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, определяется выражением $K_{\text{о.с}} = K/(1+\beta_{\text{о.с}} K)$, где $\beta_{\text{о.с}} = u_{\text{о.с}}/u_{\text{к}}$ — коэффициент обратной связи, который для схемы рис. 60 равен $\beta_{\text{о.с}} = R'_{\text{и}}/R_{\text{к.р}}$, где $R_{\text{к.р}}$ — резонансное сопротивление контура, являющегося нагрузкой усилителя. При изменении коэффициента обратной связи изменяется и коэффициент усиления схемы $K_{\text{о.с}}$.

Полевые транзисторы, как и любые другие усилительные приборы, допускают каскодное включение. На рис. 61, *а* представлен упрощенный вариант последовательного каскодного включения, при котором один из полевых транзисторов является управляющим (активным элементом), а второй представляет собой нелинейный нагрузочный резистор. Если в качестве управляющего элемента используется первый транзистор T_1, а на второй транзистор T_2 подается постоянное смещение, то получается усилительная схема с ОИ, нагруженная на нелинейный резистор T_2. Если в качестве управля-

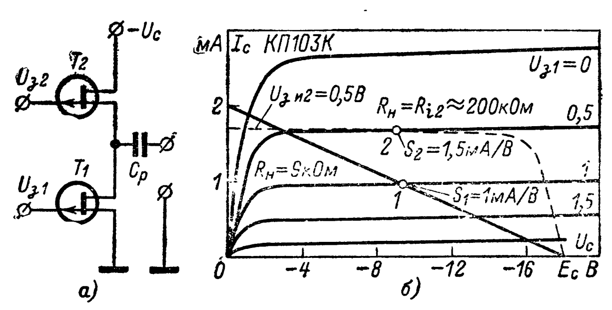


Рис. 61. Каскодное включение полевых транзисторов.

ющего элемента используется второй транзистор, то получается схема истокового повторителя (схема с ОС), нагруженная на нелинейный резистор T_1. Преимущества такого включения можно проиллюстрировать на следующем примере. Как известно, коэффициент усиления каскада по напряжению полевого транзистора определяется выражением $K \approx SR_н$. При увеличении $R_н$ коэффициент усиления K увеличивается, но нагрузочная характеристика и соответственно рабочая точка располагаются в области малой крутизны (рис. 61, *б*), что ограничивает существенное увеличение коэффициента усиления каскада. Поэтому в схеме, нагруженной на линейный резистор, не удается достаточно полно реализовать усилительные возможности полевого транзистора и получить большой коэффициент усиления. Так, для случая, изображенного на рис. 61, *б* (точка *1*), $K = 1 \cdot 9 = 9$.

Если же в качестве нагрузки использовать нелинейный резистор (полевой транзистор), то рабочую точку можно расположить в области большой крутизны при большом значении нагрузки по переменному току, которая примерно равна дифференциальному сопротивлению нагрузочного транзистора (точка *2* на рис. 61, *б*), при этом $K = 1{,}5 \cdot 200 = 300$.

Возможны и многие другие способы каскодных включений полевых транзисторов и их комбинации с обычными транзисторами. На рис. 62 представлена комбинированная схема с непосредственной связью, содержащая полевой транзистор и обычный, включенный по схеме с общей базой, в коллекторной цепи которого находится нагрузочный контур. В данной схеме ток стока входного полевого транзистора T_1 является током эмиттера выходного транзистора T_2. Такое соединение обеспечивает хорошую развязку входной и выходной цепей, т. е. приводит к уменьшению паразитной обратной связи, что очень полезно для высокочастотных и широко-

полосных усилителей. Схема обеспечивает большой коэффициент усиления по напряжению и в случае полевого транзистора с каналом n-типа и обычным транзистором n-p-n может быть использована для непосредственной замены пентода в ламповых схемах.

В схеме на рис. 62 второй транзистор можно включить по схеме с общим эмиттером. В этом случае общая крутизна характеристики управления схемы увеличивается $S_у \approx S_1\beta$, где S_1 — крутизна пер-

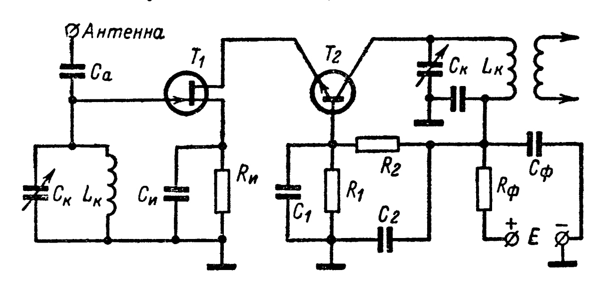


Рис. 62. Усилитель высокой частоты с непосредственной связью полевого и обычного транзисторов.

вого (полевого) транзистора; $\beta = \Delta I_к / \Delta I_б \gg 1$ — дифференциальный коэффициент передачи тока базы обычного транзистора. Вместо обычного транзистора можно включить полевой транзистор с ОЗ.

СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ И АМПЛИТУДНЫХ ДЕТЕКТОРОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

На рис. 63, *а* приведена простейшая **схема преобразователя частоты** на полевом транзисторе 2К301 (аналогичная односеточному преобразователю на пентоде). На вход транзистора поступают преобразуемый сигнал $u_{вх\sim} = u_{з\sim} = U_{зm} \sin \omega_с t$ и вспомогательный сигнал от маломощного генератора, называемого гетеродином $u_{г\sim} = U_{гm} \sin \omega_г t$, частота, которого $\omega_г > \omega_с$. Условно можно считать что переменное напряжение гетеродина $u_{г\sim}$ совместно с постоянным смещением затвора $U_{з0}$ управляет положением рабочей точки. При этом в силу нелинейности стоко-затворной характеристики полевого транзистора будет изменяться и крутизна в рабочей точке. Передача сигнала при условии меняющейся крутизны есть нелинейный процесс, приводящий к преобразованию частоты сигнала. Покажем это.

Без учета постоянной составляющей ток стока транзистора равен:

$$i_{с\sim} = S u_{з\sim} = (S_0 + \Delta S)\, U_{з\,m} \sin \omega_с t, \qquad (66)$$

где $\Delta S = u_{г\sim} dS/dU_з = S' U_{гm} \sin \omega_г t$ — текущее приращение крутизны $S' = dS/dU_з = d^2 I_с / dU_з^2 = \text{const}$ — коэффициент пропорциональности

между приращением крутизны и управляющим напряжением гетеродина. Как вторая производная от квадратичной функции $I_с = \varphi(U_з)$ этот коэффициент является постоянным, поэтому $S' = \Delta S_m / U_{гm}$, где ΔS_m — амплитудное отклонение крутизны от среднего значения.

Раскрывая значение ΔS в равенстве (66), получаем:

$$i_{с\sim} = (S_0 + S' U_{г\,m} \sin \omega_г t)\, U_{з\,m} \sin \omega_с t = S_0 U_{з\,m} \sin \omega_с t +$$
$$+ 0{,}5 S' U_{з\,m} U_{г\,m} \cos(\omega_г - \omega_с)\, t - 0{,}5 S' U_{з\,m} U_{г\,m} \cos(\omega_г + \omega_с)\, t.$$

Составляющая тока стока $i_{с.пр\sim} = 0{,}5 S' U_{зm} U_{гm} \cos(\omega_г - \omega_с) t = I_{с.прm} \cos \omega_{пр} t$ с разностной частотой $\omega_{пр} = \omega_г - \omega_с$, называемой промежуточной, представляет полезный результат процесса преобразования. Эта составляющая выделяется в стоковой цепи с помощью

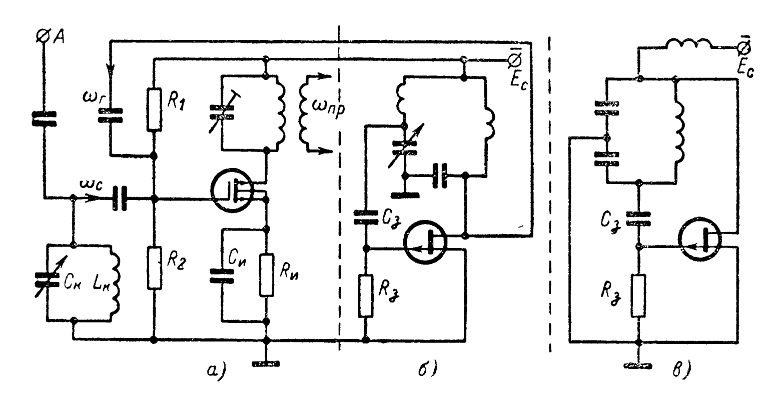


Рис. 63. Схемы преобразователя частоты (*а*); автогенератора «индуктивная трехточка» (*б*); автогенератора «емкостная трехточка» (*в*).

колебательного контура (полосового фильтра), настроенного на $\omega_{пр}$. Остальные составляющие, которых намного меньше, чем обычно образуется в других схемах, подавляются. Квадратичность характеристики управления обусловливает также отсутствие перекрестных искажений в процессе преобразования частоты.

Основным параметром преобразовательного элемента является крутизна преобразования, которая по аналогии с обычной крутизной характеристики прибора определяется из отношения $S_{пр} = I_{с.прm} / U_{зm}$, где $U_{зm}$ — амплитуда преобразуемого сигнала; $I_{с.прm} = 0{,}5 S' U_{гm} U_{зm} = 0{,}5 \Delta S_m U_{зm}$ — амплитуда тока преобразованного сигнала промежуточной частоты, откуда $S_{пр} = 0{,}5 \Delta S_m \to 0{,}25 S_{макс}$, так как в пределе $\Delta S_m \to S_{макс}/2$.

Используя подложку полевого транзистора или второй управляющий затвор в транзисторе 2К350 в качестве дополнительного управляющего электрода, можно реализовать преобразователь на полевом транзисторе с двойным управлением тока стока (схема аналогичная двухсеточному преобразователю на пентоде).

Как известно, в качестве гетеродина используется маломощный LC-генератор, который также может быть собран на полевом транзисторе.

Схемы автогенераторов на полевых транзисторах в сравнении с обычными транзисторными схемами отличаются большей простотой и лучшей стабильностью частоты. На рис. 63, *б* представлен наиболее простой вариант LC-генератора, так называемая «индуктивная трехточка», а на рис. 63, *в* — «емкостная трехточка». Элементы $C_з$ и $R_з$ служат для создания автоматического смещения $U_{з0}$ за счет

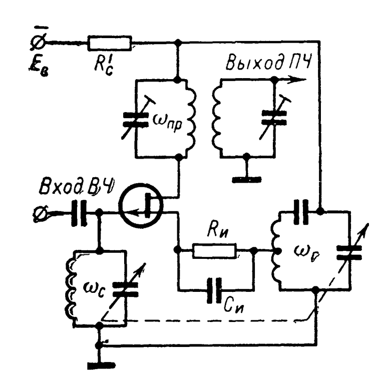


Рис. 64. Схема самовозбуждающегося преобразователя частоты на полевом транзисторе.

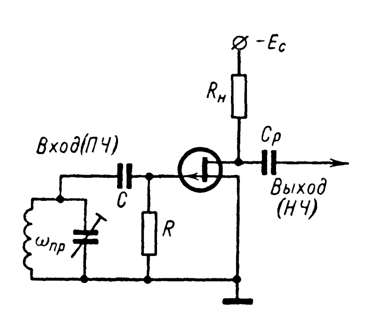


Рис. 65. Схема детектора амплитудно-модулированных колебаний на полевом транзисторе.

выпрямляемого тока затвора. Возможны и другие варианты схем, аналогичные ламповым схемам LC-генераторов. Для всех генераторных схем на полевых транзисторах необходимо выбирать транзисторы с наибольшей крутизной S.

Не представляет особой проблемы и создание **самовозбуждающегося преобразователя** на полевом транзисторе (рис. 64). В этой схеме генераторная (гетеродинная) часть представляет собой индуктивную трехточку с истоковой связью и параллельным питанием (резистор $R_c^{\prime}$ можно заменить дросселем). При такой схеме электрод затвора остается свободным для ввода сигнала.

В детекторе амплитудно-модулированных колебаний (рис. 65) используется выпрямляющее свойство управляющего *p-n* перехода (схема аналогична сеточному или базовому детектору). Как известно, при прямом включении *p-n* переход обладает малым сопротивлением. Элементы C, R и *p-n* переход затвора образуют обычную схему параллельного диодного детектора. В результате детектирования на сопротивление R выделяется низкочастотное напряжение продетектированного сигнала. Для получения удовлетворительного результата максимальная амплитуда высокочастотного (радио) сигнала должна быть меньше напряжения отсечки транзистора U_0. Емкость конденсатора C нужно взять много больше емкости $C_з$. Рези-

стор R выбирается из условия $1/\omega_{пр}C \ll R \ll 1/\omega_{н}C$, где $\omega_{н}$ — наименьшая из частот продетектированного сигнала.

В исходном состоянии (при отсутствии сигнала, когда $U_{зо}=0$) транзистор должен находиться в режиме насыщения $|U_{со}| \geqslant |U_{с.но}|$, что достигается соответствующим выбором резистора $R_{н}$.

Произведем ориентировочный расчет детектора, собранного на транзисторе КП102И, у которого $I_{с.но} \approx 1,3$ мА; $U_{о}=5,5$ В $U_{с.макс}=-20$ В.

Выбираем $E_{с}=15$ В $< U_{с. макс}$. Из условия режима насыщения находим:

$$R_{н} = (E_{с} - U_{о})/I_{с.но} = (15 - 5,5)/1,3 = 7,3\,кОм.$$

С учетом разброса тока $I_{с.но}$ у различных образцов транзисторов выбираем $R_{н}$ по ГОСТ с некоторым запасом: $R_{н}=5,6$ кОм; $C \gg C_{вх}=10$ пФ, $C=100$ пФ. Резистор R находим из условия $f_{пр}=465$ кГц, $f_{н}=100$ Гц

$$R \gg 1/(2\pi \cdot 465 \cdot 10^{3} \cdot 100 \cdot 10^{-12}) = 3,4\,кОм;$$

$$R \ll 1/(2\pi \cdot 100 \cdot 100^{-12}) = 16\,МОм.$$

Отсюда $R \approx 0,5$ МОм.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМАХ СПЕЦИАЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 66 показан **RC-генератор с трехзвенной фазосдвигающей цепочкой** в цепи обратной связи. Каждое звено этой цепочки сдвигает фазу передаваемого напряжения на 60°, при этом возникает положительная обратная связь и схема самовозбуждается, что имеет место на частоте $\omega_{г}=\sqrt{3}/2\,RC$, где R — сопротивления звеньев фазосдвигающей цепочки. Если в качестве этих элементов использовать полевые транзисторы, то можно в достаточно широких пределах изменять частоту RC-генератора с помощью управляющего напряжения. Активный элемент RC-генератора также целесообразно реализовать на полевом транзисторе, так как он в отличие от обыч-

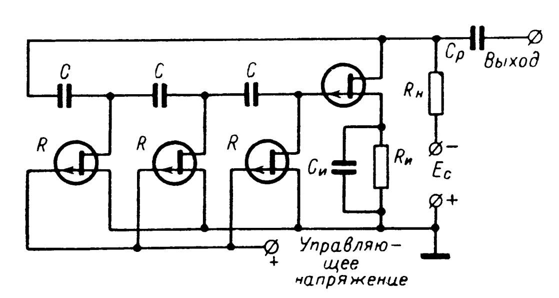


Рис. 66. Схема RC-генератора с фазосдвигающей цепочкой и регулируемой частотой.

ного транзистора обладает большим входным сопротивлением. Необходимо учесть, что коэффициент передачи трехзвенной фазосдвигающей RC-цепочки составляет 1/29, поэтому коэффициент усиления активного элемента должен быть $K > 29$.

Большое входное сопротивление полевых транзисторов открывает широкие возможности при использовании их в различных релаксационных схемах. При этом имеется возможность получить относительно большие (порядка минут) постоянные времени этих схем без использования больших емкостей.

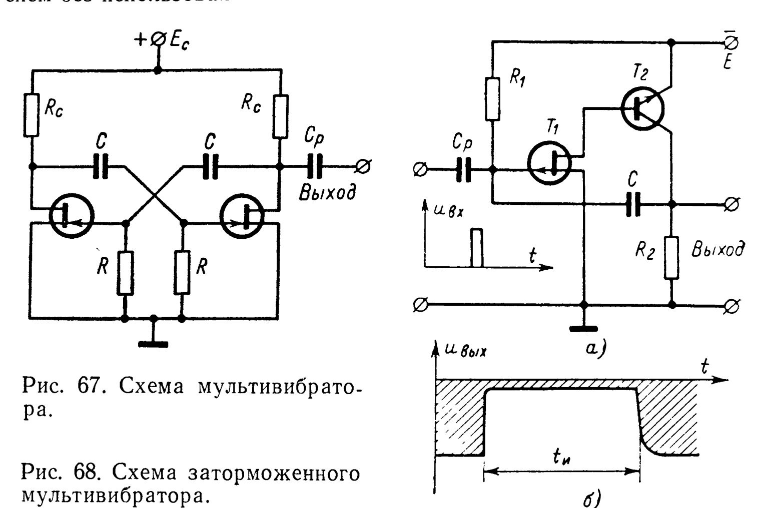


Рис. 67. Схема мультивибратора.

Рис. 68. Схема заторможенного мультивибратора.

На рис. 67 приведена **схема самовозбуждающегося мультивибратора** на полевых транзисторах (аналогичная ламповой схеме с нулевой сеткой). Как известно, период колебаний прямоугольных импульсов такой схемы определяется выражением $1/f = T = 2\,RC \ln (E_c/U_0)$.

При использовании транзистора КП302А, у которого $E_c = 15$ В $< U_{c.макс} = 20$ В, $U_0 \approx 2$ В и элементы схемы $C = 10$ мкФ и $R = 10$ МОм, получаем:

$$T = 2 \cdot 10 \cdot 10 \ln 7{,}5 \approx 400\,\text{с} \approx 6{,}6\ \text{мин}.$$

С помощью обычных транзисторов получить такой результат весьма затруднительно.

На рис. 68 приведена **схема заторможенного (ждущего) мультивибратора**, собранная на полевом T_1 и обычном T_2 транзисторах. В исходном состоянии оба транзистора открыты, напряжение на конденсаторе C примерно равно нулю. Если на затвор T_1 поступает положительный запускающий импульс, оба транзистора закрываются и из цепи коллектора T_2 через емкость C на затвор полевого транзистора поступает положительное напряжение, выделяющееся на R_1 и удерживающее T_1 в закрытом состоянии. Это приводит

практически к разрыву цепи базы транзистора T_2, и он тоже оказывается закрытым. В схеме происходит медленный заряд емкости C через очень большое сопротивление резистора $R_1 \gg R_2$ до момента времени, когда на затворе полевого транзистора (относительно истока) положительное напряжение не достигнет значения $E - u_c \geqslant U_0$. После этого первый транзистор приоткрывается, происходит регенеративный процесс, открывающий оба транзистора, и схема возвращается в исходное состояние (до следующего запускающего импульса). На выходе схемы формируется положительный импульс с дли-

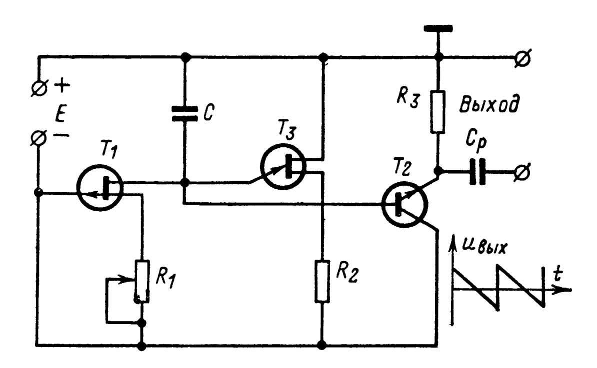


Рис. 69. Схема генератора пилообразного напряжения.

тельностью $t_и \approx R_1 C \ln (E/U_0)$ (рис. 68). При большом значении $R_1 \approx 10$ МОм и $C = 10$ мкФ постоянная времени оказывается достаточно большой (порядка минут), что делает схему пригодной для датчиков интервалов времени (схема электронного реле времени).

На рис. 69 приведена **схема генератора пилообразного напряжения** с достаточно хорошей линейностью пилы (порядка 1%), собранная на полевом T_1, обычном T_2 и однопереходном T_3 транзисторах. Полевой транзистор T_1 используется как источник постоянного тока $I_c \approx \mathrm{const}$. Величину I_c регулируют с помощью резистора R_1, являющегося одновременно сопротивлением отрицательной обратной связи, улучшающим постоянство этого тока. При постоянном токе заряда емкости C на ней формируется линейно меняющееся напряжение $u_c = I_c C^{-1} t$, которое поступает на эмиттерный повторитель и передается в нагрузку. При достижении амплитудного значения напряжения на конденсаторе C отпирается однопереходный транзистор T_3, конденсатор быстро разряжается через его открытый эмиттерный переход, после чего весь процесс заряда конденсатора повторяется снова и т. д.

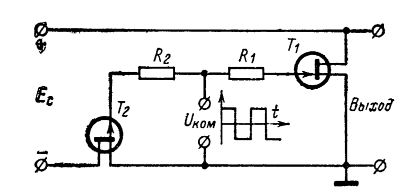
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМАХ ПРЕРЫВАТЕЛЕЙ

Полевой транзистор, как и любой другой активный управляемый электронный прибор, можно использовать для коммутации электрических цепей и преобразователей электрических сигналов, осуществляемых с помощью прерывателей.

Наиболее часто прерыватели используются в различных цифровых схемах, а также в схемах усилителей постоянного тока (УПТ) для преобразования (модуляции) медленно меняющегося сигнала в сигнал с относительно более высокой частотой, на которой осуществляется усиление и обратного преобразования (демодуляции) этого сигнала на выходе УПТ.

В некоторых отношениях прерыватели на полевых транзисторах имеют неоспоримые преимущества перед прерывателями на обычных транзисторах и электронных лампах.

Рис. 70. Схема последовательно-параллельного прерывателя на полевых транзисторах с каналами разного типа.



На рис. 70 показана схема последовательно-параллельного прерывателя на полевых транзисторах с различным типом каналов. Транзистор T_1 можно рассматривать как усилительный элемент, а транзистор T_2 — как динамическую нагрузку. При отрицательной полярности коммутирующего напряжения ($|U_{ком}|>|U_0|$) транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт, поэтому практически все напряжение источника сигнала E_c передается на выход прерывателя. В цепи затвора открытого транзистора T_2 течет небольшой прямой ток, ограниченный сопротивлением R_2, при этом $U_{з2}\approx 0$.

При положительной полярности коммутирующего напряжения транзистор T_1 открывается ($U_{з1}\approx 0$), а транзистор T_2 закрывается, поэтому напряжение E_c на выход прерывателя практически не передается (остаточное напряжение оказывается очень близким к нулю). Достоинством схемы, кроме малых остаточных параметров, является незначительное потребление энергии от источника сигнала E_c. При малых значениях этого напряжения $E_c \leqslant 0{,}5$ В схема будет работать и при изменении полярности E_c, что может быть использовано в схемах амплитудно-фазового модулятора и демодулятора в УПТ с преобразованием сигнала. Коммутирующее напряжение при условии $U_{ком\,m}\approx 2\ U_0$ может быть синусоидальной формы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973. 608 с. с ил.

2. **Федотов Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов. М., «Советское радио», 1969. 592 с. с ил.

3. **Валиев Н. А., Карамзинский А. Н., Королев М. А.** Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. М., «Советское радио», 1971. 384 с. с ил.

4. **Справочник** по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1972. 568 с. с ил.

5. **Транзисторы.** Под ред. А. Р. Чернышева. М., «Энергия», 1975. 120 с. с ил.

6. **Полевые** транзисторы. Физика, технология и применение. Пер. с англ. под ред. С. А. Майорова. М., «Советское радио», 1971. 374 с. с ил.

7. **Козинцева Л. П.** Усилители на полевых транзисторах. М., «Связь», 1975. 96 с. с ил.

8. **Ричман П.** Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором. М., «Энергия», 1971. 142 с. ил.

9. **Розлинг В.** Применение полевых транзисторов. М., «Энергия», 1970. 160 с. с ил.

10. **Кроуфорд Р.** Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970. 192 с. с ил.

11. **Давыдов Г.** О термостабильной точке полевых транзисторов. — «Радио», 1973. № 2, с. 39—40.

12. **Абдеева Н., Гришина Л.** Полевые транзисторы с изолированным затвором. — «Радио», 1973, № 11, с. 55—56.

13. **Вальков А., Тончилов Н., Колосовский Д.** Полевые транзисторы КП 102. — «Радио», 1970. № 6, с. 51—53.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ЛЕВ НИКОЛАЕВИЧ БОЧАРОВ

Полевые транзисторы

Редактор В. С. Першенков
Редактор издательства А. А. Цитленко
Технический редактор О. Д. Кузнецова
Корректор Э. А. Филановская

Сдано в набор 28/VII-1975 г. Подписано к печати 14/I-1976 г.
Формат 84×108 1/32. Бумага типографская № 2 Т-01840
Усл. печ. л. 4,2 Уч.-изд. л. 5,14 Тираж 40 000 экз. Зак. 264
Цена 22 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

Цена 22 коп.